

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

**Diseño y simulación de un arreglo de antenas  
de microcintas con geometría triangular  
alimentado por línea de transmisión para la  
banda de 2.4 GHz.**

**Autor: Adrian Velázquez Vizcay.**

**Tutora: Ing. Yanet Almaguer Lora**

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

**Diseño y simulación de un arreglo de antenas  
de microcintas con geometría triangular  
alimentado por línea de transmisión para la  
banda de 2.4 GHz.**

**Autor: Adrian Velázquez Vizcay.**

adrian.velazquez@tle.fie.uo.edu.cu

**Tutor: Ing. Yanet Almaguer Lora**

Profesor Instructor, Departamento de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería  
Eléctrica, yanet@fie.uo.edu.cu

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**



## **COMPROMISO DEL AUTOR**

Hago constar que el presente trabajo de diploma es de mi autoría exclusivamente, no constituyendo copia de ningún trabajo realizado anteriormente y las fuentes usadas para la realización del trabajo se encuentran referidas en la bibliografía. Doy mi consentimiento a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización del Tutor o Institución.

---

Firma del Autor

## PENSAMIENTO

*“Siempre sueña y apunta más alto de lo que sabes que puedes lograr”.*

*Willi@m F@ulkner*

## DEDICATORIA

*A mi familia, especialmente a mi mamita querida que ha sido fuente de inspiración en todas mis metas y logros, por su apoyo incondicional en todas las situaciones de la vida cotidiana.*

*A aquellas personas que por ley de la vida no han podido verme realizado con el título de Ing. Telecomunicaciones y Electrónica, especialmente a mis abuelos.*

## AGRADECIMIENTOS

*A mi mamita, por darme la vida y luchar por mi bienestar en todo momento.*

*A mi hermano Adriel, por ayudarme en los momentos más difíciles de mi vida.*

*A mi novia Lanny, por comprender mis momentos de estrés y mantenerse a mi lado en las buenas y las malas.*

*A mi tutora Yanet, por la ayuda que me ha brindado en la realización de este trabajo.*

*A mi familia por estar presente en los momentos de desesperación.*

*A mis compañeros Máximo, Joerlis, Erislandys y Javier por compartir conmigo en estos cinco años de estudio.*

*A todos aquellos que, de una forma u otra, han colaborado en mi formación como profesional.*

## RESUMEN

En este trabajo se hace un resumen de los parámetros de las antenas de microcintas, así como sus múltiples métodos de alimentación. Se analizan las propiedades de los arreglos de antenas y de los diferentes tipos de divisores de potencia. Se realiza el diseño y simulación de un arreglo de antenas de microcintas con geometría triangular, la técnica de alimentación utilizada es mediante línea de transmisión, a una frecuencia de 2.4 GHz. Se emplea el programa HFSS v.15 para la simulación de todos los parámetros de dicha antena, optimizarlos y conseguir que trabajen en la banda deseada.

**Palabras clave:** antenas de microcintas, métodos de alimentación, divisores de potencia.

## ABSTRACT

A summary of the parameters of the microstrip antennas is made in this paper, as well as the multiple methods of feeding them. The properties of the antenna's arrays and different types of power dividers are analyzed. The design and simulation of a microstrip antennas array with triangular geometry is done, feeding by transmission line technique is used, at a frequency of 2.4 GHz. The HFSS v.15 software is used for simulation of all the antennas parameters, optimize them and get them to work in the desired band.

**Keywords:** *microstrip antennas, feeding methods, power dividers.*

# ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	1
CAPITULO 1 . Teorías de las antenas.....	3
1.1 Definición de antena .....	3
1.2 Patrón de radiación.....	4
1.3 Directividad.....	7
1.4 Ganancia.....	8
1.5 Impedancia de entrada.....	8
1.6 Ancho de Banda .....	9
1.7 Tipos de antenas .....	9
1.8 Antenas de microcintas .....	11
1.9 Técnicas de alimentación.....	13
1.9.1 Alimentación por línea de microcinta.....	14
1.9.2 Alimentación por sonda coaxial .....	14
1.9.3 Acoplamiento por proximidad .....	15
1.9.4 Acoplamiento por ranura .....	16
1.10 Ventajas y desventajas .....	17
1.11 Aplicaciones.....	18
CAPITULO 2 . ARREGLOS DE ANTENA Y DIVISORES DE POTENCIA.....	19
2.1 Arreglos de antenas.....	19
2.2 Configuraciones de los arreglos .....	20
2.2.1 Redes de alimentación en paralelo.....	21
2.2.2 Redes de alimentación en serie.....	22
2.3 Tipos de arreglos de antenas .....	23
2.4 Divisores de potencia .....	27
2.4.1 Divisores de potencia de cavidad resonante .....	28
2.4.2 Divisores de potencia de Wilkinson .....	31
2.4.3 Divisores de potencia de unión-T .....	33
CAPITULO 3 . DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL ARREGLO DE ANTENAS.....	35
3.1 Diseño de un elemento del arreglo.....	35
3.2 Simulación de un elemento del arreglo.....	36

3.3	Diseño y simulación de un arreglo de dos elementos alimentados de forma individual. ....	39
3.4	Diseño y simulación del divisor de potencia unión-T.....	41
3.5	Diseño y simulación del arreglo de dos elementos alimentados por un divisor de potencia unión-T .....	44
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	49
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	50
	GLOSARIO DE TÉRMINOS .....	52

## INTRODUCCIÓN

A finales de los años setenta surgen las primeras propuestas de antenas de microcintas y para principios de los años ochenta se establece oficialmente esta tecnología en términos de antenas y arreglos. Desde su surgimiento los diseñadores giraron su atención hacia las distintas maneras de mejorar y aprovechar las ventajas que brindan estos sistemas con la intención de incrementar las aplicaciones en las cuales pueden ser utilizadas.

Con el desarrollo alcanzado en el mundo actual, en el cual prolifera la utilización de dispositivos móviles para comunicaciones inalámbricas, se ha convertido en una necesidad dotar a la sociedad de una cobertura de calidad. Esto ha incentivado a los investigadores del sector a preocuparse por crear dispositivos cada vez más eficientes, en términos de rendimiento y abaratamiento de costos. El empleo de arreglos de antenas parte de que si se interconectan varias antenas mediante una red de alimentación se logra producir un patrón de radiación más direccional y alta ganancia mediante la interconexión de varios elementos de ganancia relativamente baja.

Las antenas de microcintas generalmente se han caracterizados por ser de bajo costo, robustas, bajo perfil, fácil construcción y aunque por sí solas no son capaces de lograr elevadas ganancias, esto se puede contrarrestar implementándolas en arreglos.

### **Antecedentes del problema**

En la actualidad el Departamento de Telecomunicaciones, específicamente la disciplina de Sistemas de Radiocomunicaciones, está inmerso en el diseño y simulación de antenas que generen radiación estable en un adecuado ancho de banda. Para lograrlo es necesario el desarrollo de antenas de microcintas en configuración de arreglos para mejorar los parámetros que caracterizan a dichos elementos en los equipos de telecomunicaciones. El uso de este tipo de antenas para la confección de dichos arreglos se debe a las propiedades que presentan las mismas, entre las cuales se incluyen: bajo perfil, poco peso, compacta estructura de montaje y fácil fabricación, pues de esta forma se limita las radiaciones espurias, que consecuentemente deterioran la ganancia. Anterior a este trabajo han existido en el Departamento de Telecomunicaciones algunos trabajos que abordan el tema del

arreglo de antenas de microcintas, pero ninguno que trate la temática de arreglo de antenas de microcintas con geometría triangular alimentado con línea de transmisión, que opere a una frecuencia de 2.4 GHz.

### **Problema a resolver**

Se desea aumentar los niveles de directividad y ganancia de una antena de microcinta con geometría triangular alimentada por una línea transmisión para su utilización en las comunicaciones inalámbricas.

### **Objeto de estudio**

Sistemas de Radiocomunicaciones.

### **Objetivo**

Realizar el diseño y simulación de un arreglo de antenas de microcintas con geometría triangular utilizando el programa HFSS v15.

### **Tareas**

1. Realizar una búsqueda bibliográfica sobre las antenas de microcintas y sus métodos de alimentación.
2. Diseñar una antena de microcinta con geometría triangular, que opere en la banda de frecuencia de 2.4 GHz y se alimente por línea de transmisión.
3. Simular y obtener las características generales de la antena de microcinta diseñada, mediante el uso del software HFSS v15.
4. Realizar una búsqueda bibliográfica sobre los divisores de potencia.
5. Diseñar y simular un divisor de potencia tipo T para alimentar un arreglo de antenas de 2 elementos.
6. Simular y obtener las características generales de una arreglo de antenas de microcintas con geometría triangular que opere en la frecuencia de 2.4 GHz.

### **Hipótesis**

Si se realiza un estudio de los fundamentos teóricos de los arreglos de antenas de microcintas con geometría triangular alimentado por línea de transmisión para la banda de 2.4 GHz, se diseña y simula este tipo de antena, se podrán incrementar los valores de directividad y ganancia manifestando que se puede utilizar en las comunicaciones inalámbricas.

## **CAPITULO 1 . Teorías de las antenas**

En este capítulo se realiza una definición de antenas y de los parámetros fundamentales, tales como, patrón de radiación, directividad, ganancia, impedancia de entrada y ancho de banda, se caracterizan los diferentes tipos de antenas, se aborda sobre las diversas formas de alimentación en las antenas de microcintas y aplicaciones de estas.

### **1.1 Definición de antena**

Una antena es un dispositivo capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas del espacio, una antena transmisora transforma voltajes en ondas electromagnéticas y una receptora realiza la función inversa.

En los circuitos transmisores y receptores de radio, se producen corrientes y tensiones eléctricas de altas frecuencias y asociadas a ellas se encuentran las ondas electromagnéticas. Para viajar por el espacio esas señales eléctricas deben acoplarse primero al mismo. Esta es la función de la antena: adaptar campos electromagnéticos entre distintos medios de conducción. Por ello se concibe una antena, como un dispositivo encargado de convertir ondas electromagnéticas "conducidas" por una línea de transmisión o guía de ondas, en ondas que pueden propagarse libremente en el espacio.

Una antena es entonces una interfaz entre el espacio libre y la línea de transmisión. Mientras la línea no irradia energía al espacio, la antena si lo hace y eso es lo que las distingue. Según la aplicación de la antena, el tamaño de la misma estará relacionado con la banda de frecuencias que se quiere captar o transmitir. Cuando la antena es utilizada para radiar ondas electromagnéticas al espacio, cumple el papel de antena emisora o transmisora y cuando se emplea para interceptar o capturar ondas que se propagan en el espacio y convertirlas en energía útil, aprovechable por un receptor, cumple la función de antena receptora. Es un adaptador entre la fuente de energía y el espacio libre (antena transmisora) y también un adaptador entre el espacio libre y el sumidero de energía (antena receptora).

Una antena ideal es aquella que radia toda la potencia en la dirección o direcciones deseadas, esto casi nunca se puede lograr, pero sí se puede acercar a lo deseado. Para cada uno de estos tipos de antena existen varias formas disponibles, cada una de las cuales posee sus propias características de radiación y el problema está en escoger la más apropiada a cada fin práctico en cada rango de frecuencias deseado [1].

## 1.2 Patrón de radiación

Se define como patrón de radiación de amplitud o simplemente como patrón de radiación al módulo de la densidad de potencia  $P(\theta, \phi)$  o del campo eléctrico  $E(\theta, \phi)$  en todas las direcciones angulares  $\theta$  y  $\phi$  sobre la esfera de observación (figura 1.1) de radio suficientemente grande para estar en la zona de los campos lejanos o de radiación.

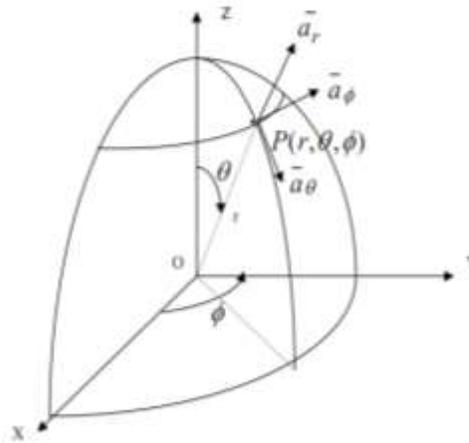


Fig.1.1 Punto sobre la esfera de observación.

Diferentes clases de patrones de radiación:

Patrón de radiación isotrópico: Se define como la característica de radiación de amplitud de una antena isotrópica (también conocido como radiador isotrópico). Una antena isotrópica es aquella que emite igual amplitud de la densidad de potencia en todas las direcciones a su alrededor. El radiador isotrópico es ideal o hipotético pues en la naturaleza no existe ninguna antena que radie igual densidad de potencia en todas las direcciones a su alrededor, por lo que no es físicamente realizable, aunque a menudo se toma como elemento de referencia para expresar las propiedades direccionales de cualquier antena real.

Patrón de radiación direccional: Se define como la característica de radiación de una antena real. Una antena real es aquella que tiene propiedades de radiación o recepción de las ondas electromagnéticas más efectivas en unas direcciones que en otras.

Patrón de radiación omnidireccional: A veces existen patrones de radiación que son direccionales en general pero que en cierto plano no son direccionales, sino constantes y se les conoce en ese plano como patrones de radiación omnidireccionales.

Principales tipos de patrones de radiación:

Patrones toroidales (figura 1.2): Los patrones de radiación toroidales son típicos de las antenas dipolos simétricas de longitudes menores de  $2l = 1.25$  longitudes de onda. Su patrón es bidireccional en cualquier plano principal que contenga a la antena. En el otro plano perpendicular a la antena el patrón es omnidireccional.

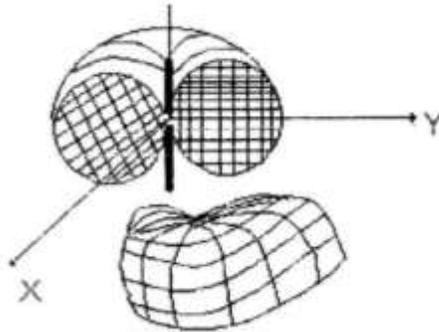


Fig.1.2 Patrón de radiación toroidal.

Patrón filiforme (figura 1.3): Sus patrones son direccionales. Ambos patrones bidimensionales pueden ser idénticos o diferentes. Su aplicación mayor se encuentra en el servicio de comunicación punto a punto. Posee un nivel de lóbulos secundarios que es imposible eliminar totalmente.

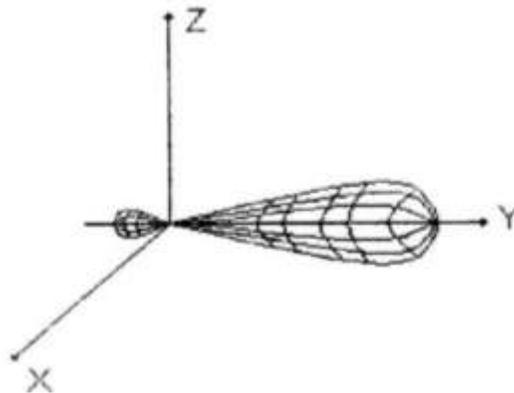


Fig. 1.3 Patrón de radiación filiforme.

Patrón tipo haz de abanico (figura 1.4): Su patrón de radiación en el espacio tridimensional aparece como una especie de abanico. Su aplicación principal se encuentra en los radares de radio localización.

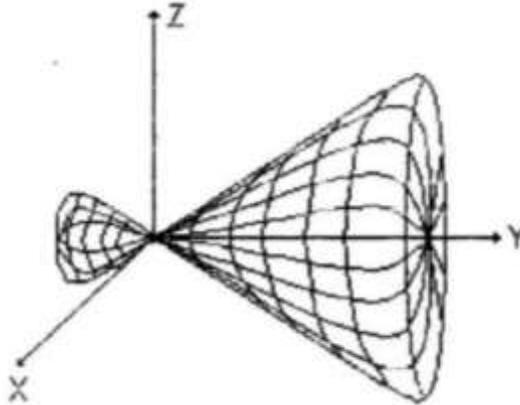


Fig.1.4 Patrón de radiación haz de abanico.

Patrón tipo cosecante (figura 1.5): Este tipo de patrón de radiación encuentra su aplicación típica en radares a bordo de aviones para compensar la pérdida de brillo de la imagen en las zonas más alejadas de tierra respecto a los puntos más cercanos.

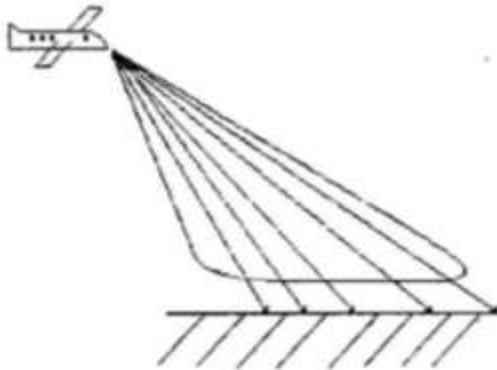


Fig. 1.5 Patrón de radiación cosecante.

Lóbulos de los patrones de radiación:

Los patrones de radiación de las antenas, generalmente no son uniformes, ya que en una dirección se incrementa su radiación y en otras se anulan. La radiación en cada uno de esos sectores se le conoce como lóbulos (figura 1.6).

Los lóbulos se clasifican por sus dimensiones y posición en:

El lóbulo principal: Es el que contiene la región de máxima radiación. Hay antenas en que puede existir más de un lóbulo principal.

Los lóbulos secundarios: Incluyen todos los lóbulos de radiación de una antena excepto el lóbulo principal.

Los lóbulos laterales: Son aquellos lóbulos secundarios con su radiación máxima a los lados del lóbulo principal y generalmente son los mayores entre los lóbulos secundarios.

Lóbulo trasero: Es el lóbulo secundario situado en la dirección opuesta a la del lóbulo principal.

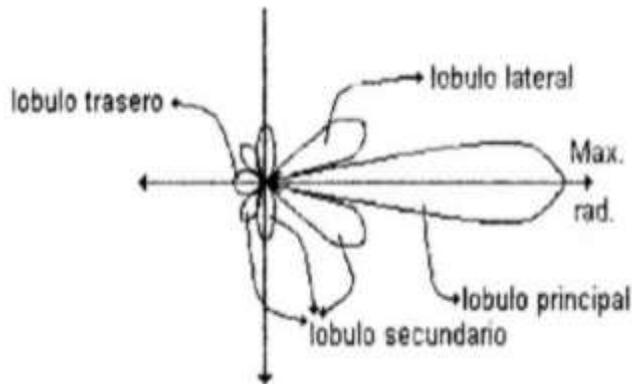


Fig. 1.6 Tipos de lóbulos de las antenas.

### 1.3 Directividad

La directividad es un parámetro secundario de las antenas ya que depende de la forma del patrón de radiación. En ella se establece una comparación entre la densidad de potencia máxima de una antena con respecto a otra antena tomada como referencia y bajo la condición de que la potencia total radiada sea la misma.

En muchos casos se toma como referencia la antena isotrópica, lo que equivale a comparar la antena contra su valor promedio. En otros casos se toma como elemento de comparación una antena dipolo simétrico ideal de media longitud de onda.

En esencia, la directividad es uno de los parámetros eléctricos que contribuye a la cuantificación de las propiedades direccionales que poseen todas las antenas.

$$D = \left. \frac{P_{\max}}{P_0} \right|_{\theta_r = \theta_0} \quad (1.1)$$

### 1.4 Ganancia

La ganancia de una antena es directamente proporcional a la eficiencia de radiación y a la directividad de la antena. Así pues, la ganancia siempre será igual o menor a la directividad de la antena. La ganancia normalmente se expresa en dB como  $G \text{ (dB)} = 10 \log (G)$ .

$$G = e_{\text{rad}} D \quad (1.2)$$

Donde  $e_{\text{rad}}$  es igual a:

$$e_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_{\text{in}} - P_{\text{loss}}}{P_{\text{in}}} = 1 - \frac{P_{\text{loss}}}{P_{\text{in}}} \quad (1.3)$$

Donde  $P_{\text{rad}}$  es la potencia radiada por la antena,  $P_{\text{in}}$  es la potencia proporcionada a la entrada de la antena y  $P_{\text{loss}}$  es la potencia perdida en la antena.

### 1.5 Impedancia de entrada

Cuando una antena se excita en su entrada por un generador de radiofrecuencia (figura 1.7) con una diferencia de tensión  $V$ , aparece en esta una corriente de excitación  $I_a$ :

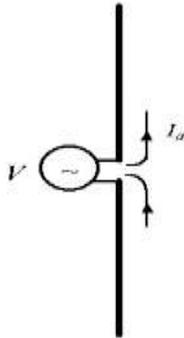


Fig.1.7 Antena con generador.

La impedancia de entrada se define como la relación entre dichas magnitudes, o sea:

$$Z_{\text{ent}} = \frac{V}{I_a} \quad (1.4)$$

Donde:  $V$ : Voltaje de excitación o alimentación de la antena.

$I_a$ : Corriente de alimentación que toma la antena.

En general, esa magnitud es compleja, o sea:

$$Z_{ent} = R_{ent} \pm jX_{ent} \quad (1.5)$$

Donde:  $Z_{ent}$ : Impedancia de entrada de la antena.

$R_{ent}$ : Resistencia de entrada.

$X_{ent}$ : Reactancia de entrada.

## 1.6 Ancho de Banda

El ancho de banda se define como el intervalo de frecuencias en el cual una antena puede operar satisfactoriamente, donde los límites que conforman este intervalo no deben sobrepasarse.

De una manera más formal se dice que:

El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central.

Donde el ancho de banda se puede expresar como:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (1.6)$$

Siendo  $f_0$  frecuencia fundamental.

Se debe tener presente a la hora de definir un ancho de banda, que dependiendo de la antena que se esté analizando, el ancho de banda varía, esto es debido a la geometría con la cual está construida la antena, pues es esta geometría el factor que influye directamente en las frecuencias que puede transmitir y recibir la antena.

## 1.7 Tipos de antenas

Según el objetivo deseado existen multitud de antenas, las cuales se pueden catalogar en cuatro grupos generales:

Antenas de hilo.

Son las construidas con hilos conductores por donde circulan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Se utilizan para las bandas de Onda Media (MF), Onda Larga (HF), Muy Alta Frecuencia (VHF) y Ultra Alta Frecuencia (UHF). En la figura 1.8 se pueden observar una antena dipolo, una antena espiral y una antena Yagi respectivamente [2] [4] [5] [6].

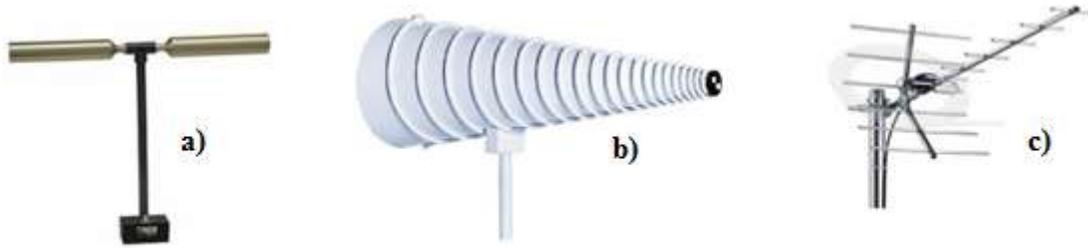


Fig. 1.8 Antenas de hilo. a) Antena dipolo. b) Antena espiral. c) Antena yagi.

#### Antenas de apertura.

Son excitadas por guías de ondas y utilizan superficies o aberturas para direccionar los campos electromagnéticos [2]. Un ejemplo de este tipo de antenas es la antena de bocina que se puede observar en la figura 1.9 [7].

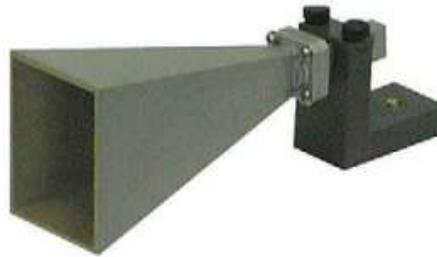


Fig. 1.9 Antena de bocina.

#### Arreglos de antenas o agrupación de antenas.

Cuando con un solo elemento no se consiguen las características de radiación requeridas de alguna aplicación, se emplea la combinación de un conjunto de antenas, obteniendo así una gran flexibilidad, esto se puede observar en la figura 1.10 [2] [9].



Fig.1.10 Agrupaciones de antenas.

Antenas de microcintas.

A este grupo, también conocido como antenas planas (figura 1.11) [8], pertenece la antena diseñada en este proyecto, antenas de parche o antenas de ranura. El rango de frecuencias en las que trabajan oscila entre los 100 MHz y los 50 GHz [2].



Fig. 1.11 Antena plana.

La estructura de una antena de microcinta consiste en un parche metálico con dimensiones comparables a la longitud de onda, sobre un sustrato dieléctrico por un lado, el cual posee un plano de masa en el otro.

## 1.8 Antenas de microcintas

Las antenas de microcintas, conocidas a su vez como antenas de parche o impresas, fueron creadas en 1953 por Deschamps. Pasados veinte años se conforma un parche radiador grabado sobre la superficie de un sustrato dieléctrico que descansa sobre un plano tierra. A menudo las antenas de microcintas son también conocidas como antenas *patch* o de parche. Los elementos de radiación y las líneas de alimentación son usualmente fotograbados en el elemento sustrato dieléctrico. El parche de radiación puede ser cuadrado, rectangular, una cinta delgada o dipolo, circular, elíptica, triangular o cualquier otra configuración. Algunas de estas se muestran en la figura 1.12.

Cuadrados, rectángulos, dipolos y círculos son los más comunes porque son más fáciles de fabricar y analizar, además presentan atractivas características de radiación, especialmente bajo radiación de polarización cruzada. Los dipolos microcintas son atractivos porque estos inherentemente poseen un largo ancho de banda y ocupan menos espacio, siendo por esto mejores para los arreglos. Las polarizaciones lineal y circular se pueden lograr ya sea con elementos únicos o arreglos de antenas microcintas. Los arreglos de elementos de microcintas, con una o múltiples alimentaciones, pueden también ser usadas para introducir capacidades de análisis y lograr buena directividad [10].

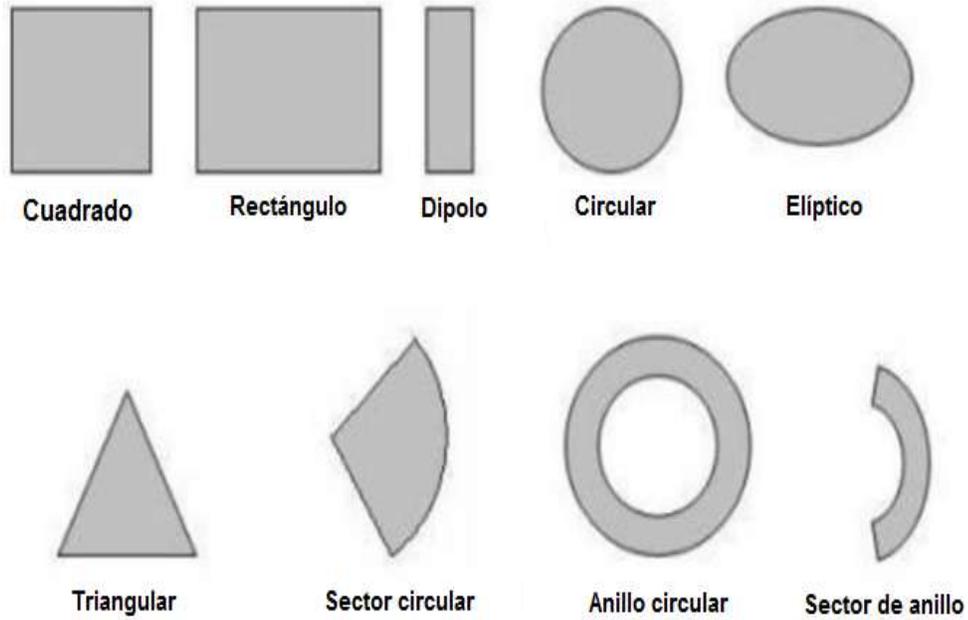


Fig.1.12 Representación de figuras de elementos de parche de una microcinta [9].

Las antenas impresas se representan con dos platos paralelos de una capa de metal y un sustrato dieléctrico intercalado entre ellos, uno de estos platos de metal está infinitamente extendido, más que el otro, para formar el plano tierra y el plato de metal más pequeño es descrito como el parche radiador. El tamaño del parche es a menudo proporcional a la frecuencia de propagación de la señal por lo que esta antena se clasifica como resonante, lo que contribuye a la limitación básica de las antenas de microcintas relacionada con su estrecho ancho de banda, normalmente sólo un pequeño porcentaje de la frecuencia de resonancia. En la figura 1.13a se muestra la forma básica de una antena de microcinta, diseñada con elementos radiantes rectangulares. Cuando el parche está excitado por una línea de alimentación, la carga es distribuida entre la parte inferior del parche de microcinta y el plano tierra. En un instante determinado de tiempo las fuerzas de atracción entre la parte inferior del parche y el plano tierra tienden a sostener una gran cantidad de carga, la fuerza de repulsión empuja la carga al borde del parche, creando una gran densidad de carga en los bordes, estas son las fuentes del campo desbordado. Asumiendo que el campo eléctrico no tiene ninguna variación a lo largo de la anchura ( $W$ ) y del espesor ( $t$ ) de la estructura de microcinta, el campo eléctrico excitado por el parche sería el mostrado en la figura 1.13b.

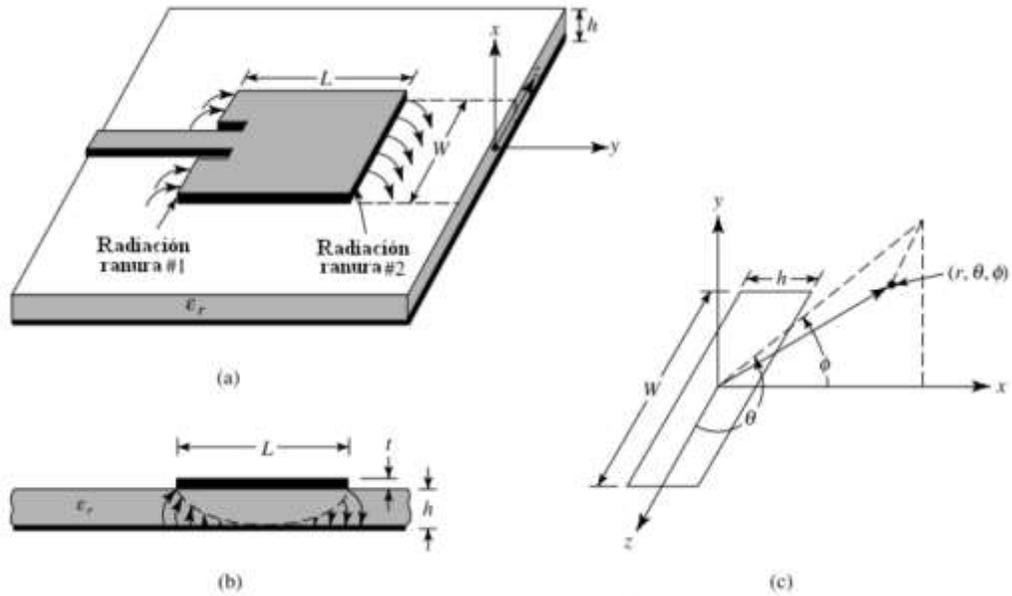


Fig.1.13 Forma simple de una antena de parche de microcinta: a) mecanismo de radiación asociada con el parche de microcinta, b) distribución del campo eléctrico (vista lateral) y c) sistema coordenado [9].

El futuro de las líneas de microondas son los llamados circuitos integrados de microondas monolíticas (MMICs) que consisten en la deposición de circuitos planos directamente encima de un sustrato semiconductor con la intención de llevar a cabo circuitos completamente integrados.

### 1.9 Técnicas de alimentación

Un aspecto muy importante cuando se diseña una antena consiste es el esquema de alimentación que tendrá ésta, puesto que sin una estructura eficiente de alimentación las antenas de microcintas no funcionarán correctamente sin importar la precisión llevada a cabo para diseñar el elemento radiante.

Las antenas de microcintas pueden ser alimentadas de dos formas: mediante contacto y sin contacto. En el método con contacto, la potencia de la radiofrecuencia se alimenta directamente al parche radiante mediante un elemento conductor. En el esquema sin contacto, el campo electromagnético es el encargado de transferir la potencia entre la línea de alimentación y el parche radiante [13].

### 1.9.1 Alimentación por línea de microcinta

En este tipo de técnica de alimentación, una línea de microcinta se conecta directamente al borde del parche como es mostrado en la figura 1.14, esta línea es menos ancha que el parche. La longitud de la línea cumple con el propósito de acoplar la impedancia de la línea de alimentación con el parche sin la necesidad de usar cualquier otro elemento acoplador adicional. Esto se logra controlando la posición de la inserción.

Ventajas:

La línea puede grabarse en el mismo sustrato para proporcionar una estructura plana. Este es un esquema que proporciona facilidad de fabricación y simplicidad de diseño así como del acoplamiento de impedancia.

Desventajas:

Cuando el espesor del sustrato del dieléctrico usado se aumenta provoca el aumento de las ondas de superficie y de la radiación espuria.

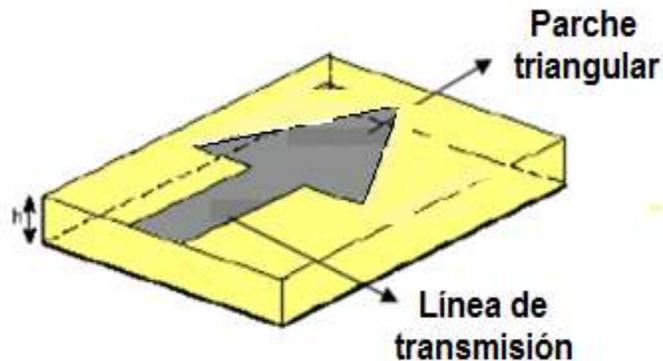


Fig.1.14 Parche alimentado a través de una línea de microcinta impresa.

### 1.9.2 Alimentación por sonda coaxial

La alimentación por sonda coaxial es una técnica muy común usada para alimentar las antenas de microcintas. Como se puede observar en la figura 1.15 el conductor interno del conector coaxial se extiende a través del dieléctrico y se suelda al parche radiante, mientras el conductor exterior se conecta al plano tierra.

Ventajas:

Puede ponerse en cualquier posición dentro del parche para acoplarse con su impedancia de entrada. Este método es fácil de fabricar y tiene bajos valores de radiación espuria ya que las pérdidas en la alimentación son menores.

Desventajas:

Proporciona un ancho de banda estrecho, además un agujero tiene que ser taladrado en el sustrato, lo que resulta más complejo y el conector se destaca fuera del plano tierra haciendo una estructura no completamente plana para sustratos delgados ( $h > 0.02 \lambda$ ). Para sustratos anchos, la longitud de la sonda aumenta y hace que la impedancia de entrada sea más inductiva, acarreando problemas de acoplamiento. Esta técnica no es adecuada para antenas de alta frecuencia.

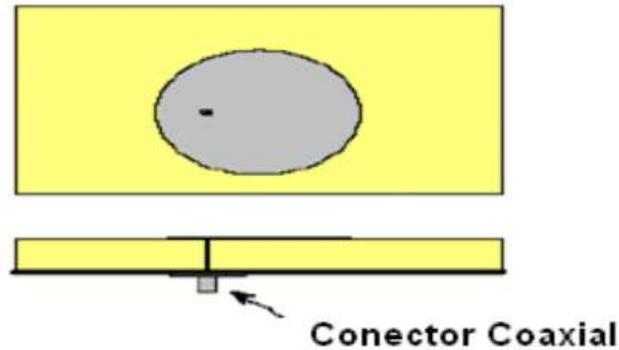


Fig.1.15 Alimentación por sonda coaxial.

### 1.9.3 Acoplamiento por proximidad

Este tipo de técnica de alimentación también se conoce como esquema de acoplamiento electromagnético. Como es mostrado en la figura 1.16, se usan dos sustratos dieléctricos tal que la línea de alimentación está entre los dos sustratos y el parche radiante está encima del sustrato superior. El acoplamiento puede lograrse controlando la longitud de la línea de alimentación y la proporción de la anchura de la línea y del parche.

Ventajas:

Elimina la radiación espuria de la línea de alimentación y proporciona un ancho de banda muy elevado (hasta un 13%), debido al aumento global en el espesor de la antena de parche de microcinta. Este esquema proporciona elección entre dos medios dieléctricos diferentes, uno para el parche y uno para la línea de alimentación que contribuye a perfeccionar la actuación individual de cada uno.

Desventajas:

Es difícil de fabricar debido que a las dos capas del dieléctrico necesitan la alineación apropiada. Existe además un aumento en el espesor global de la antena.

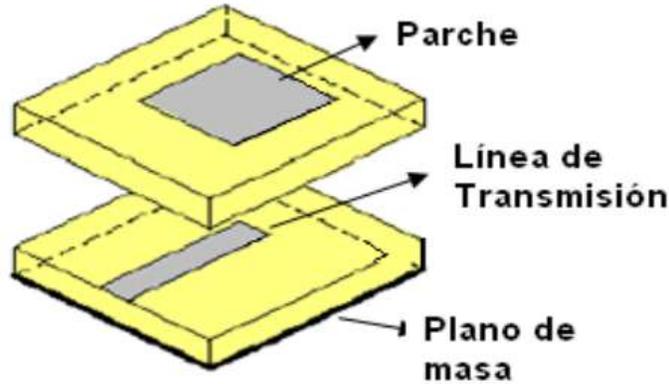


Fig. 1.16 Acoplamiento por proximidad.

#### 1.9.4 Acoplamiento por ranura

En este tipo de técnica de alimentación, el parche radiante alimentado y la línea de microcinta están separados por el plano tierra como es mostrado en la figura 1.17. El acoplamiento entre el parche y la línea de alimentación se realiza a través de una abertura en el plano tierra.

La abertura de acoplamiento normalmente se centra bajo el parche. La medida del acoplamiento de la línea de alimentación y el parche es determinada por la forma, tamaño y la localización de la abertura. Generalmente, un material de dieléctrico elevado (elevado  $\epsilon_r$ ) y un dieléctrico delgado se usa para los sustratos del fondo y un dieléctrico grueso y de bajo valor (bajo  $\epsilon_r$ ) se usa para el sustrato superior para optimizar la radiación del parche.

Ventajas:

Una ventaja con respecto a la alimentación por proximidad es que en la alimentación por apertura, al estar la línea de alimentación en la parte inferior y separada de la antena por el plano de tierra, la radiación de esta es mínima en la dirección de radiación de la antena con lo que se evita que haya interferencias y polarizaciones cruzadas. Las antenas de microcintas acopladas por ranura son probablemente los parches a microcintas más utilizados hoy en día en el mercado en general [11].

Desventajas:

Es difícil de fabricar debido a que las capas múltiples aumentan el espesor de la antena. Este esquema de alimentación también proporciona un ancho de banda estrecho.

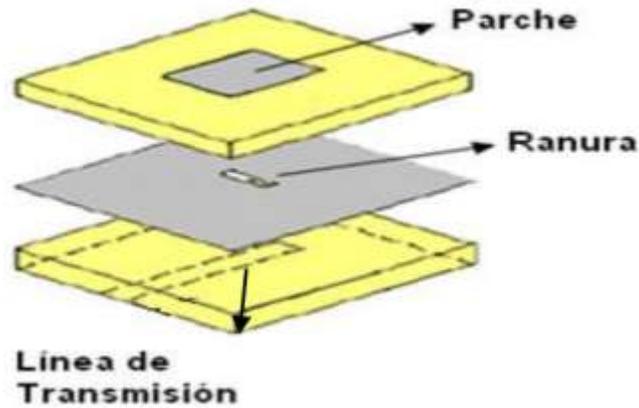


Fig. 1.17 Acoplamiento por apertura.

### 1.10 Ventajas y desventajas

Las ventajas que presenta la utilización de antenas de microcinta frente a las convencionales son numerosas, algunas de las principales son [12]:

- ✓ Facilidad para integrar elementos activos en el mismo sustrato.
- ✓ Son livianas y ocupan poco volumen.
- ✓ Tienen un perfil plano lo cual las vuelve fáciles de adaptar a distintas superficies.
- ✓ Bajos costos de fabricación y facilidad para fabricarlas en serie.
- ✓ Soportan tanto polarización lineal como polarización circular.
- ✓ Pueden diseñarse para trabajar a distintas frecuencias (Doble frecuencia y doble polarización).
- ✓ Son mecánicamente robustas al ser montadas en superficies rígidas.
- ✓ Bajo costo respecto a otras tecnologías similares, además de que numerosas discontinuidades se encuentran caracterizadas, y por tanto, es posible utilizarlas sin necesidad de realizar largos y engorrosos cálculos.
- ✓ Las líneas de alimentación e integración a otros circuitos pueden fabricarse simultáneamente y coexistir en la misma estructura.

Las principales limitaciones, comparadas con las antenas convencionales son las siguientes:

- ✓ Son de pequeño ancho de banda.
- ✓ Manifiestan problemas de tolerancia.
- ✓ Poca ganancia (~6 dB).
- ✓ Grandes pérdidas óhmicas en la interfaces de alimentación de arreglos.

- ✓ Necesidad de estructuras de alimentación complejas para lograr un alto rendimiento en arreglos.
- ✓ Radiación pobre de extremo a extremo, excepto en antenas con recortes de ranuras.
- ✓ Existencia de radiación no deseada proveniente de alimentadores y uniones.
- ✓ Concebidas para manejo de baja potencia (~100 W).
- ✓ Ganancia y eficiencia reducidas, como así también altos niveles de polarización cruzada y acoplamiento mutuo dentro del arreglo trabajando a altas frecuencias.
- ✓ Generación de ondas superficiales.
- ✓ Antenas de microcinta fabricadas sobre sustratos con una alta constante dieléctrica, son las preferidas para la fácil integración con circuitos MMIC RF. Sin embargo, el empleo de sustratos con altas constantes dieléctricas da lugar a una escasa eficiencia y ancho de banda estrecho.
- ✓ La radiación de los bordes puede afectar los parámetros de las antenas.

### **1.11 Aplicaciones**

Las antenas de microcinta son empleadas a menudo en comunicaciones y telemetría en misiles. Los arreglos de microcinta son usados en sistemas de imágenes de satélite como SEASAT y SIR-A. Debido al tamaño y a los requisitos de eficiencia para estas antenas, se utilizan técnicas de alimentación especiales para minimizar las pérdidas. Pequeños arreglos de radiadores de microcintas, son usados en antenas altímetras de radar. Las antenas de parches han sido usadas en conexiones de comunicaciones entre los barcos, las boyas o balizas y satélites como el GOES. Otras aplicaciones relacionadas con la aviación, incluyen antenas de microcintas para las comunicaciones por teléfono y vía satélite. Los sistemas de armas inteligentes usan antenas de microcintas debido a su perfil y bajo costo. Hoy, los sistemas de GPS han probado ser el usuario más importante de las antenas de microcintas.

## **CAPITULO 2 . ARREGLOS DE ANTENAS Y DIVISORES DE POTENCIA.**

En el presente capítulo se tratan los fundamentos teóricos de los arreglos de antenas y de los divisores de potencias más representativos. Aunque la teoría y los tipos de arreglos atendiendo a su geometría son amplios, se tratarán los arreglos lineales, al ser estos básicos en la elaboración de arreglos más complejos.

### **2.1 Arreglos de antenas**

Los arreglos de antenas se definen como una serie de antenas independientes unidas bajo ciertas condiciones, generalmente iguales y orientadas en la misma dirección, que son acomodadas en una disposición física determinada, relativamente cercanas unas respecto a otras, y además cada antena es manejada por un mismo sistema de separación (o combinador) de señal. Son capaces de concentrar la radiación en direcciones deseadas.

A menudo, un simple elemento radiador brinda patrones de ancho de banda, directividad, ganancia y eficiencia inaceptables, por lo que las agrupaciones de antenas se utilizan en multitud de aplicaciones que precisan la síntesis de un diagrama con especificaciones muy precisas de directividad, ancho de haz o nivel de lóbulo principal a secundario. Permiten además variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase de las alimentaciones de las antenas básicas (agrupaciones de barrido electrónico o *Phased Array*). Estos arreglos se clasifican como lineales, circulares, planos o tridimensionales, dependiendo de la posición de sus elementos.

Dos tipos básicos de arreglos de antenas son el uniforme y el no uniforme; en el uniforme cada elemento del arreglo es alimentado con una señal de igual amplitud y distribución diferencial de fase. Esta clase de arreglo presenta un lóbulo principal estrecho y por lo tanto mayor directividad y presenta un considerable número de lóbulos secundarios, por otro lado el arreglo no uniforme con diferente distribución de amplitud presenta un mayor control sobre los lóbulos secundarios.

Para excitar los arreglos de antenas, se requiere de una red alimentadora, la cual aplica señales de cierta amplitud y cierta fase a cada elemento. La amplitud deseada, se obtiene con el uso de amplificadores y la fase requerida por medio de cambiadores de fase. Los parches radiadores se deben diseñar con  $2^n$  elementos donde ( $n=1, 2, 4, 6, \dots$ ) para asegurar la simetría en el patrón de radiación como se muestra en la figura 2.1, hay que tomar en cuenta la distribución de los elementos, de forma tal que estos puedan interconectarse con el puerto de alimentación de la antenna.

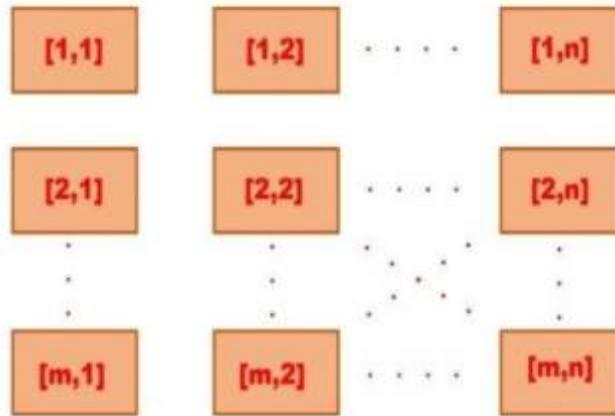


Fig. 2.1 Distribución de un arreglo de  $mxn$  elementos [16].

Los arreglos son muy utilizados en las comunicaciones inalámbricas, ya que estas requieren de una buena ganancia, directividad y eficiencia. Con la disposición de un solo elemento, el patrón de radiación tiende a ensancharse lo cual provoca una considerable disminución en cuanto a ganancia y directividad.

## 2.2 Configuraciones de los arreglos

Una vez que se ha seleccionado la topología apropiada de la antenna, el medio de alimentación (excitación) juega un papel importante. Se tiene una extensa variedad de mecanismos de alimentación disponibles, así como para el control de la distribución de energía en la estructura del arreglo. En el sistema de alimentación o red de distribución de potencia, se conocen dos geometrías de alimentación: en paralelo y serie.

### 2.2.1 Redes de alimentación en paralelo

La red de alimentación en paralelo está formada por elementos de microcintas con discontinuidades o cambios abruptos de impedancia. En la figura 2.2 se presentan otras dos configuraciones: la configuración interior-horizontal (figura 2.2a) y la configuración interior-vertical (figura 2.2b). En la configuración interior-horizontal, se insertan dos líneas de transmisión verticales de alta impedancia. Posteriormente se coloca la línea horizontal desplazada  $90^\circ$  eléctricos, con respecto al centro de las líneas verticales para eliminar los nulos en los campos. La línea horizontal se traza mediante una línea recta con un ancho inicial determinado, la cual va optimizando el acoplamiento y por último se hace un doblez a la línea para incrementar su longitud eléctrica y acoplar la parte imaginaria de la impedancia. Se debe tener cuidado en variar la distancias entre los parches, ya que ese parámetro modifica la ganancia. La configuración interior-vertical (figura 2.2), sigue un procedimiento similar, con la diferencia que primero se insertan las líneas horizontales para unir los parches y luego se procede con la línea vertical, para optimizar tanto el ancho como el largo y acoplarse a  $50\Omega$  [10]. En este caso se agregan en la unión-T y un Taper para disminuir la discontinuidad.

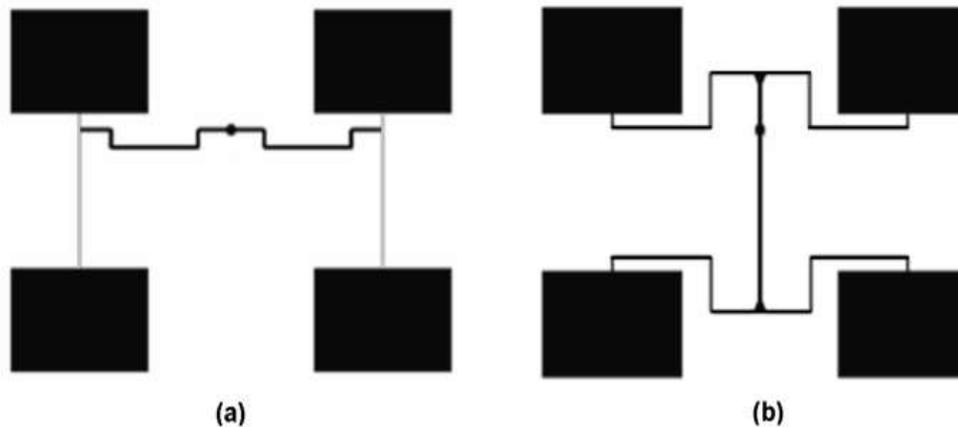


Fig.2.2 Configuraciones en paralelo. a) Interior-horizontal y b) Interior-vertical.

En la figura 2.3 se presentan otras dos configuraciones: la configuración interior-exterior (figura 2.3a) y la exterior-exterior (figura 2.3b). En estas configuraciones se siguen procedimientos similares a los anteriores. En la interior-exterior se insertan primero las líneas horizontales y se calcula la impedancia en la unión, que será la misma para el par de la parte superior y de la inferior. Posteriormente se diseña la red de acoplamiento y se aproxima por un Taper. La configuración exterior-exterior, se realiza de manera similar que

la interior-exterior. Se insertan las líneas horizontales, se determina la impedancia en la unión de dos parches, se calcula la red de acoplamiento, se incluyen los Tapers para minimizar las discontinuidades, y se conectan efectuando un desfase de 180 grados [10].

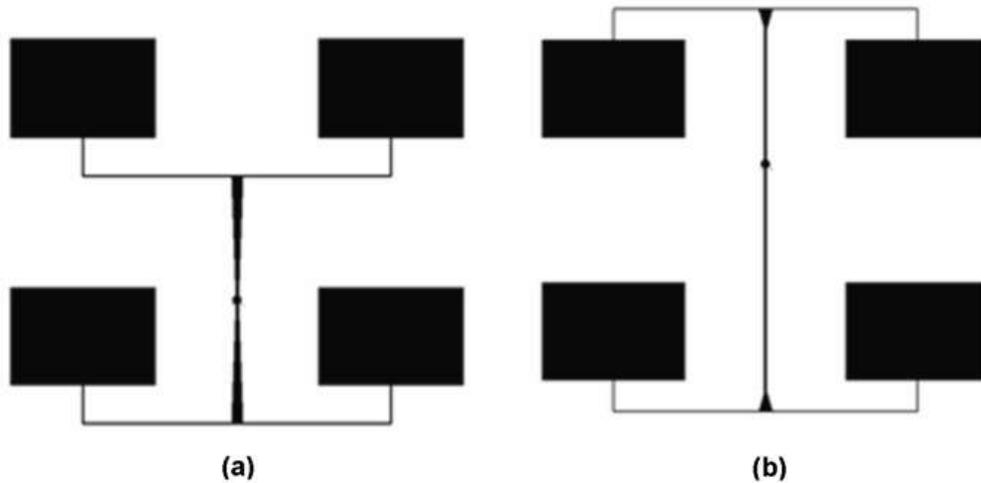


Fig.2.3 Configuraciones en paralelo. a) Exterior-interior y b) Exterior-exterior.

### 2.2.2 Redes de alimentación en serie

La red de alimentación de un arreglo en serie, resulta fácil, ya que sólo requiere de un tipo de alimentación de microcinta. Existen dos diferentes configuraciones: la alimentación en la línea o la alimentación fuera de la línea como se muestra en la figura 2.4. El alimentador para la configuración fuera de la línea, se encuentra en paralelo a los parches, mientras que la configuración en línea utilizada de parches de dos puertos cuyas líneas de transmisión y parches, se encuentran aislados. Las líneas entre parches deben ser de alta impedancia para no tener radiaciones espurias y los parches se separan media longitud de onda ( $90^\circ$  eléctricos). Se calcula la impedancia en el último parche (parte inferior) que por lo regular es compleja, y se procede a realizar el acoplamiento con la impedancia de la fuente de  $50\Omega$ . La impedancia total de entrada de la antena es la contribución de las impedancias de cada parche, donde cada uno se comporta como un circuito resonante [10]. Esta configuración ocupa un área muy pequeña y tiene pérdidas por inserción mínima, pero brinda muy poco control sobre la polarización y ofrece un ancho de banda muy angosto. Posee múltiples aplicaciones, una de ellas es en equipos para la búsqueda (escaneo) de otros elementos transceptores.

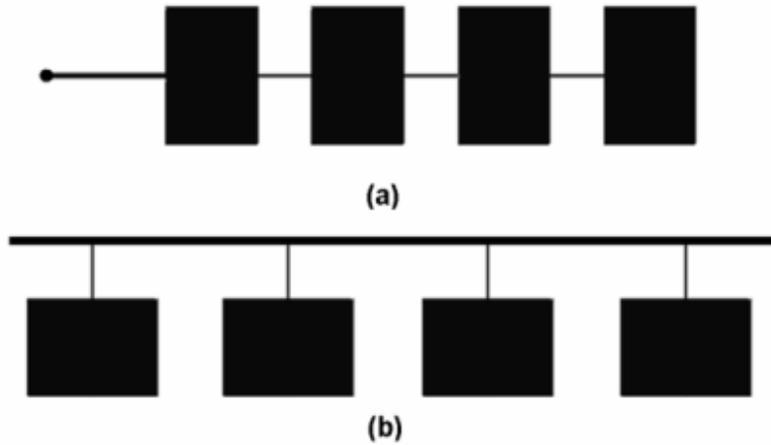


Fig.2.4 Configuración en serie.

a) Alimentación en línea. b) Alimentación fuera de línea.

### 2.3 Tipos de arreglos de antenas

Arreglos lineales.

En este tipo de configuración todos los elementos están distribuidos en una línea recta, separados uniformemente una distancia ( $d$ ) y alimentados con una corriente de la misma magnitud pero con un cambio de fase progresivo. En la figura 2.5 se muestra un arreglo lineal de  $N$  elementos representados a lo largo del eje.

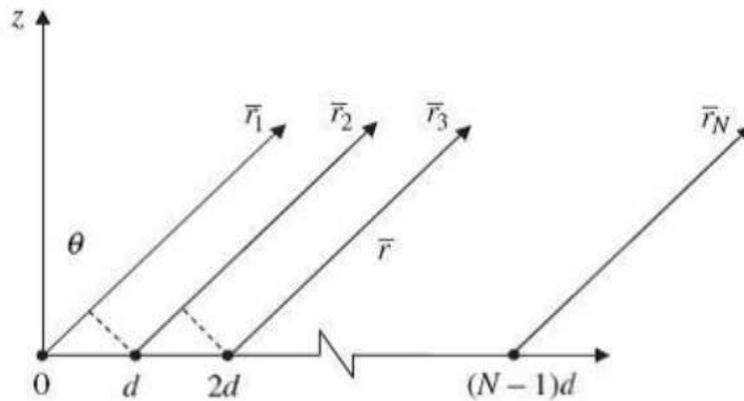


Fig. 2.5 Arreglo de  $N$  elementos [16].

Arreglo lineal de disparo lateral.

El disparo lateral es el modo más común de operación del arreglo lineal. En este caso,  $\delta = 0$ , por lo que las corrientes en todos los elementos están en fase. El lóbulo principal es lateral a la geometría del arreglo. A medida que se incrementa la distancia entre los elementos del mismo, disminuye el ancho del haz del lóbulo principal, con la condición de que la distancia sea menor que la longitud de onda para lograr un disparo puro.

Arreglo lineal de disparo axial.

El nombre de este modo de operación indica que la radiación máxima es en la dirección del eje del arreglo. En este caso  $\delta = -kd$  si el disparo es en sentido positivo o  $\delta = kd$  si es en el sentido negativo.

Arreglos retrodirectivos.

Los arreglos retrodirectivos son equivalentes a un reflector de esquina. Fue Van Atta quien inventó un esquema para convertir un arreglo lineal en un reflector. En este caso, el arreglo redirecciona el campo incidente en la dirección de arriba. Una de las ventajas obvias de esta modalidad de arreglos radica en el hecho de que si el arreglo puede redireccionar la energía en la dirección de arriba, entonces él mismo podrá trabajar bien en ambientes multitrayecto. Si la misma señal llega desde múltiples direcciones, el arreglo retrodirectivo la retransmitirá con los mismos ángulos, y la señal regresará a la fuente como si no existiera el multitrayecto.

Arreglo retrodirectivo pasivo.

Una posible vía de implementación de este tipo de arreglo, es mostrada en la figura 2.6, en la que se muestra un arreglo lineal de seis elementos. Una onda plana incide con cierto ángulo [17].

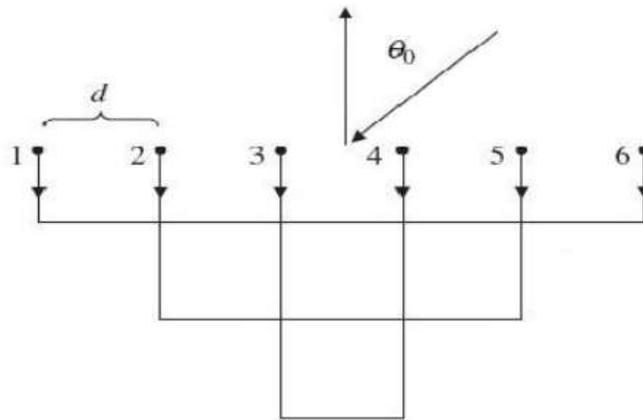


Fig. 2.6 Arreglo lineal de 6 elementos [17].

El vector del arreglo, según la ecuación (2.1), es hallado como:

$$\bar{a} = \left[ e^{-j\frac{5}{2}kd \sin \theta} e^{-j\frac{3}{2}kd \sin \theta} \dots e^{j\frac{3}{2}kd \sin \theta} e^{j\frac{5}{2}kd \sin \theta} \right]^T \quad (2.1)$$

El vector del arreglo recibido, para el ángulo  $\Theta_0$ , viene dado por:

$$\bar{a}_{rec} = \left[ e^{-j\frac{5}{2}kd \sin \theta_0} e^{-j\frac{3}{2}kd \sin \theta_0} \dots e^{j\frac{3}{2}kd \sin \theta_0} e^{j\frac{5}{2}kd \sin \theta_0} \right]^T \quad (2.2)$$

La entrada del sexto elemento se propaga por la línea de transmisión hasta el primer elemento y se retransmite, repitiéndose este proceso para todos los elementos. De esta forma, la señal transmitida por el elemento  $i$ , fue la recibida por el elemento  $N - i$ , lo cual se puede traducir como la multiplicación del vector del arreglo de la (2.1) por el reverso del vector descrito en (2.2). Un método para revertir el vector en la (2.3) es a través de la matriz de permutación. De esta forma, el factor del arreglo queda:

$$AF = \left[ e^{-j\frac{5}{2}kd \sin \theta} e^{-j\frac{3}{2}kd \sin \theta} \dots e^{j\frac{3}{2}kd \sin \theta} e^{j\frac{5}{2}kd \sin \theta} \right]^T * \begin{bmatrix} e^{j\frac{5}{2}kd \sin \theta} \\ e^{j\frac{3}{2}kd \sin \theta} \\ \cdot \\ e^{-j\frac{3}{2}kd \sin \theta} \\ e^{-j\frac{5}{2}kd \sin \theta} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Así, este arreglo retrodirectivo ha retransmitido sucesivamente la señal hacia la dirección de  $\Theta_0$ . Este proceso ocurre sin tener en cuenta el ángulo de arribo.

Arreglo retrodirectivo activo.

Como posible segunda vía de implementación se tiene la que se puede obtener a través de la mezcla de la señal recibida con un oscilador local. El análisis es más simple si se considera la frecuencia del oscilador local como el doble de la portadora. La figura 2.7 muestra la configuración, en la cual cada salida de la antena tiene su propio mezclador.

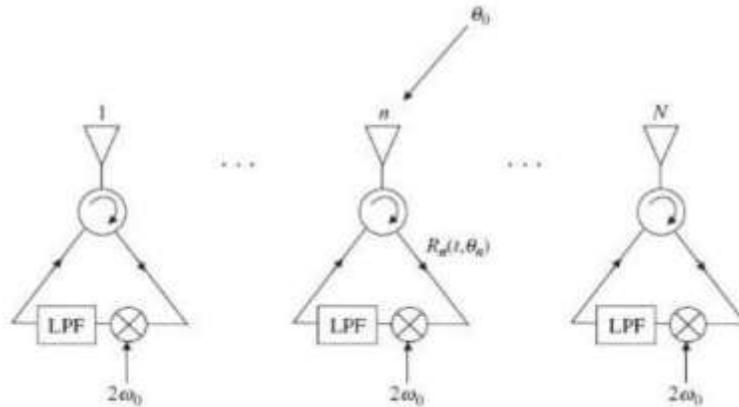


Fig.2.7 Arreglo lineal de  $N$  elementos con mezcladores propios [17].

La salida de la  $n$ -ésima antena viene expresada como [18]:

$$R_n(t, \theta_n) = \cos(\omega_0 t + \theta_n) \quad (2.4)$$

A su vez, la salida del mezclador será:

$$S_{mix} = \cos(\omega_0 t + \theta_n) * \cos(2\omega_0 t) \quad (2.5)$$

Luego de pasar a través del filtro pasa-bajo (*LPF*, por sus siglas en inglés) y de seleccionar el nivel de banda lateral más bajo, la señal transmitida, para el elemento  $n$ , está dada por:

$$T_n(t, \theta_n) = \cos(\omega_0 t - \theta_n) \quad (2.6)$$

Este arreglo redireccionará la señal hacia el ángulo de arriba, reconocido como  $\Theta_0$ . Si se selecciona una frecuencia del oscilador local diferente, es suficiente con seleccionar el nivel más bajo de banda lateral para la retransmisión.

Arreglos bidimensionales.

La figura 2.8 presenta la geometría bidimensional, arreglo planar; el cual es considerado como una combinación de arreglos lineales. Los elementos están organizados en una cuadrícula rectangular definida por el par  $(x; y)$ , la separación entre los elementos en el eje  $x$  puede ser diferentes al eje  $y$ . El arreglo ahora afecta al patrón en las direcciones  $\Theta$  y  $\Phi$ . Cuando el acoplamiento mutuo es insignificante, la multiplicación del patrón puede ser empleada para encontrar el patrón del campo lejano [15].

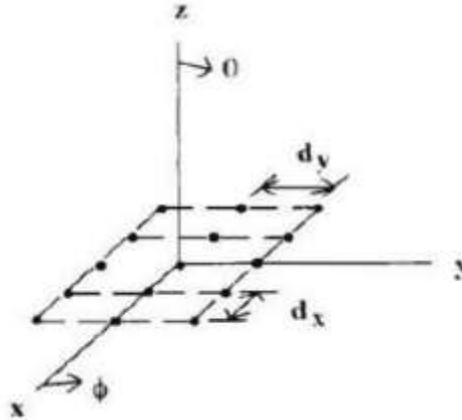


Fig. 2.8 Geometría del arreglo bidimensional [17].

## 2.4 Divisores de potencia

En el área de las telecomunicaciones se permite proponer soluciones en el manejo de la información a distancias, tales soluciones son complejos sistemas que acondicionan la información para ser transmitida por medios guiados o no guiados. Uno de los posibles bloques que conforman los sistemas de telecomunicaciones es el divisor potencia, el cual es utilizado para obtener a partir de una señal varias señales de características correlacionadas, de modo que, se pueda disponer en  $n$  puntos diferentes de un circuito  $n$  señales con características semejantes a una señal de referencia.

Una de las aplicaciones típicas de los divisores de potencia es la alimentación de un arreglo de antenas, en estos sistemas es imprescindible que cada uno de los elementos del arreglo esté alimentado de forma equitativa y que todas las señales que llegan a cada uno de dichos elementos tengan las mismas características en cuanto a amplitud y fase. De igual manera el divisor de potencia permite alimentar una serie de antenas directivas para cubrir una mayor área de transmisión, en la figura 2.9 se ilustra este tipo de aplicación de los divisores de potencia.

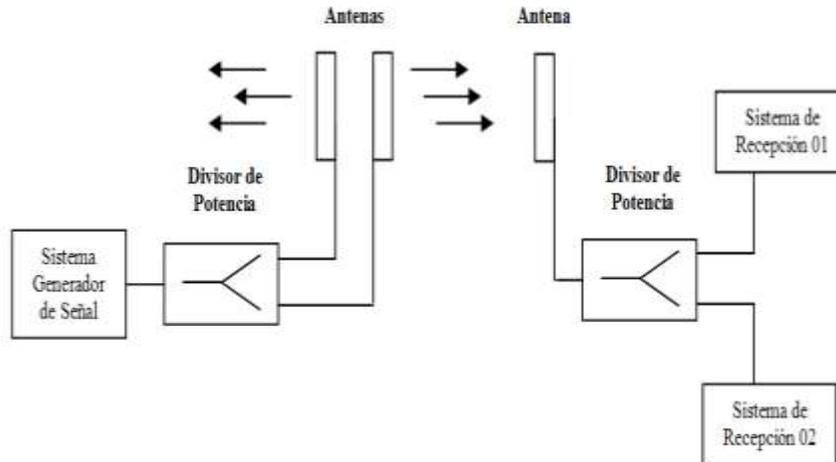


Fig.2.9 Aplicación típica de un divisor de potencia.

### **Tipos de Divisores de Potencia.**

Los tipos de divisores de potencia más representativos son:

- Divisor de potencia de cavidad resonante.
- Divisor de potencia de Wilkinson.
- Divisor de potencia de unión-T.

Sus características se muestran a continuación.

#### **2.4.1 Divisores de potencia de cavidad resonante**

Este modelo está basado en las propiedades de la cavidad resonante circular, que permite almacenar energía y dirigirla a conveniencia a cualquier punto del circuito donde se necesite. Los criterios de diseño de este divisor de potencia se apoyan en una aproximación del modelo de cavidad resonante (paredes eléctricas y paredes magnéticas) de un segmento circular. Este método fue planteado por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [20], y se ilustra en la figura 2.10.

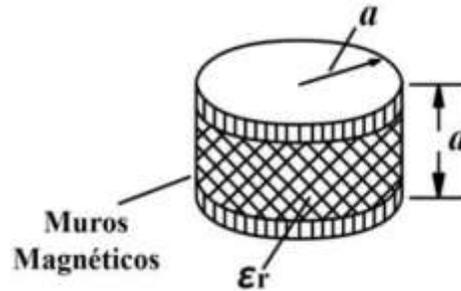


Fig. 2.10 Modelo de cavidad resonante de un segmento circular.

El planteamiento inicial, que se ilustra en la figura 2.11, consiste en un sector circular completo el cual es excitado desde el centro de su circunferencia, esto implica realizar una conexión desde la parte inferior de la lámina donde estará impreso el circuito *microstrip*, suponiendo una ruptura del plano de tierra y una discontinuidad en la estructura planar del mismo, este modelo sería replanteado por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [21] para realizar el circuito con un sector circular el cual pueda ser excitado desde la misma placa donde reposa la cavidad resonante, este modelo se ilustra en las figuras 2.12 y 2.13.

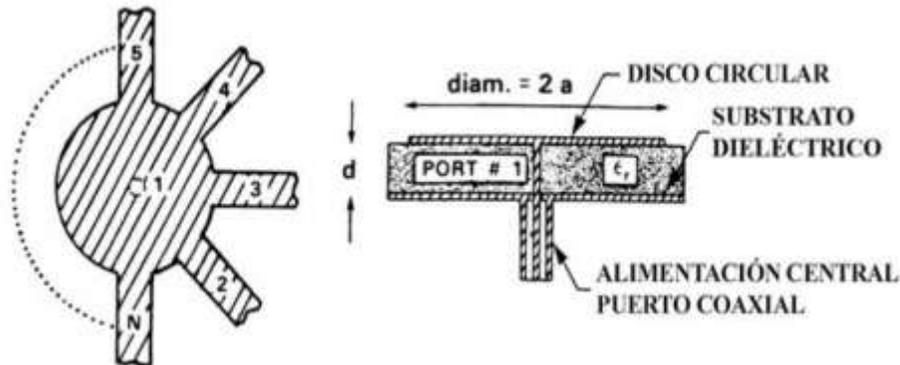


Fig. 2.11 Divisor de potencia de cavidad resonante. Primer planteamiento.

En esta aproximación, el campo existente en los márgenes de la circunferencia del disco es considerado para reemplazar el disco físico por un disco más largo que es rodeado por un perfecto muro magnético. El radio efectivo  $a$  del disco más largo está dado por la siguiente ecuación [20]:

$$a = a_o \left\{ 1 + \frac{2d}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot a_o} \left[ \ln(\pi \cdot a_o) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (2.7)$$

Donde  $a_0$  representa el radio físico,  $d$  es la altura del sustrato dieléctrico y  $\epsilon_r$  es la constante de permitividad del sustrato dieléctrico bajo el disco. Esta aproximación permite obtener la expresión analítica de impedancia que relaciona los puertos del divisor de potencia, basándose en la expresión para la impedancia que involucra a la función de Green de dos dimensiones para un segmento circular con muros magnéticos desarrollada por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [20] y que se muestra a continuación:

$$Z_{ij} = \frac{1}{W_i \cdot W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(s_i / s_j) \cdot ds_i \cdot ds_j \quad (2.8)$$

Donde  $W_i$  y  $W_j$ , representan el ancho efectivo de los puertos  $i$  y  $j$ , respectivamente. Se tiene también que  $ds_i$  y  $ds_j$  son distancias incrementales a lo largo del ancho de los puertos. En la figura 2.12 se observa la cavidad resonante y los puertos que la caracterizan como un divisor de potencia.

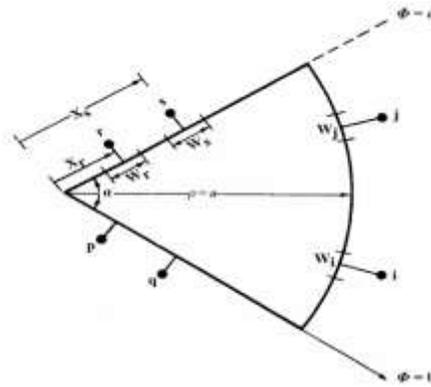


Fig. 2.12 Divisor de potencia de cavidad resonante. Segundo planteamiento.

La función de Green para la impedancia de un sector circular que tiene un ángulo de sector  $\alpha$  múltiplo o submúltiplo entero de  $\pi$  radianes (por ejemplo  $\alpha=180^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $30^\circ$ , etc.) es utilizado, en conjunto con la aproximación de radio efectivo, para obtener la matriz de impedancia.

La primera consideración que se realiza para el estudio de este dispositivo es dividir el puerto de entrada en cuatro subpuertos de entrada, colocándolos a lo largo de los lados rectilíneos del sector circular, esta consideración propuesta por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta [21] se realiza con el fin de colocar los subpuertos de entrada en un lugar donde no exista una discontinuidad, como es el caso, que se da físicamente, al colocar la línea de entrada en la arista del sector circular.

En la figura 2.13 se muestra gráficamente la consideración de aproximación para el puerto de entrada el cual es dividido en cuatro subpuertos de entrada, los puertos de salida estarán ubicados en el extremo circular.

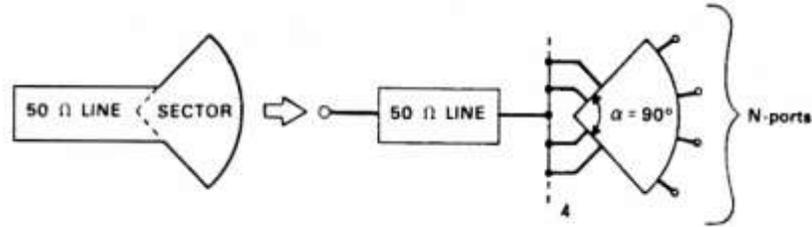


Fig.2.13 Consideración de aproximación del puerto de entrada.

#### 2.4.2 Divisores de potencia de Wilkinson

En 1960 Ernest Wilkinson [19] publica una solución para el problema de la división de señales en RF, crea un modelo teórico-práctico de un divisor de potencia para las frecuencias alrededor a los 500 MHz, que viene a solucionar el problema de bajo aislamiento y dificultad en el acople que tiene el modelo de unión-T y presenta las características ideales de un divisor de potencia, que son señales de salida con amplitudes y desfases equitativos.

Este divisor de potencia consiste en una línea principal de entrada que es dividida en  $n$  líneas de cuarto longitud de onda, al final de estas líneas de cuarto de onda unas resistencias son conectadas de forma radial entre cada una de las salidas de las líneas, uniéndolas en un nodo común de punto flotante, este nodo no está en contacto la tierra de las señales de salida. El modelo propuesto es en tres dimensiones, pero su propuesta ha sido llevada a la tecnología planar de manera que pueda implementarse en circuitos *microstrip*. En la figura 2.14, se presenta el modelo de divisor de potencia de Wilkinson realizado en 1960.

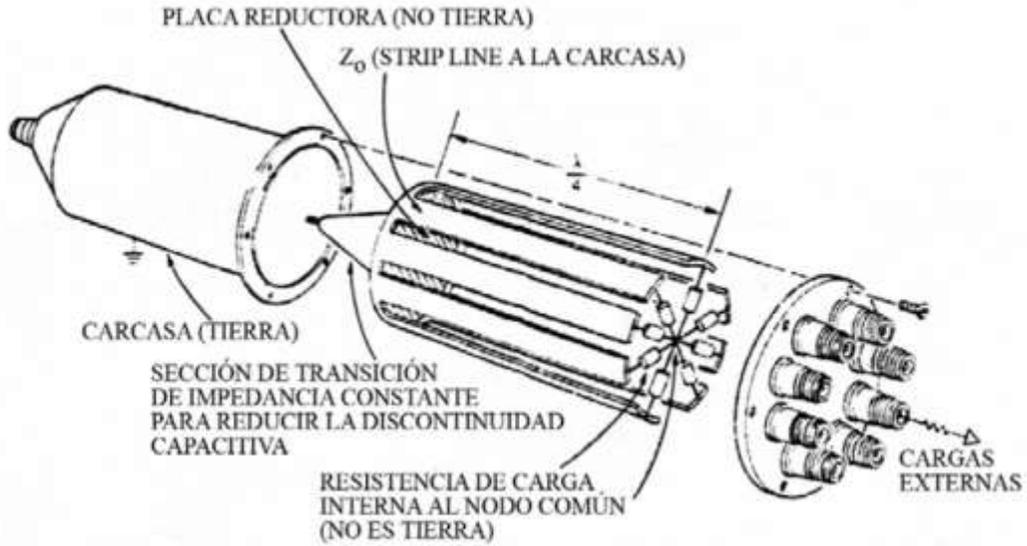


Fig. 2.14 Divisor de potencia de Wilkinson con resistencias a nodo común.

En la figura 2.15, se presenta el modelo de divisor de potencia de Wilkinson aplicado a la tecnología planar,  $Z_c$  viene a ser la impedancia característica de las líneas de transmisión, tanto de entrada como de salida.

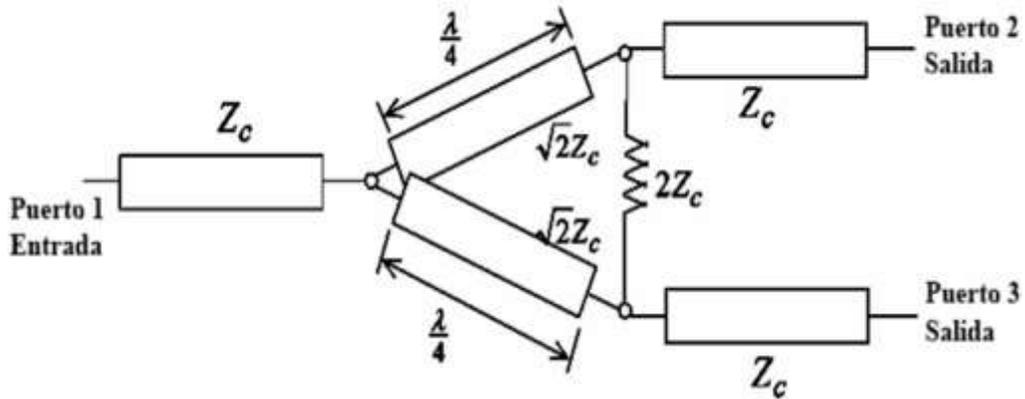


Fig.2.15 Modelo planar del divisor de potencia de Wilkinson.

El principio de operación de Wilkinson consiste en: cuando una señal está alimentando al divisor de potencia esta es dividida, en virtud de la simetría, en señales de salida de igual magnitud y fase. No se disipará potencia alguna por las resistencias que unen las pistas con el punto flotante mientras las cargas estén acopladas con los puertos de salida, así entonces todas las líneas de salida estarán al mismo potencial.

Sin embargo, si ocurriera una reflexión en uno de los puertos de salida, la señal reflejada se dividirá; parte de ella viajara directamente a las salidas restantes a través de las resistencias de punto flotante y el resto de la señal reflejada viajara de regreso al puerto de entrada, que dividirá esta señal nuevamente en el punto de unión de las pistas de un cuarto de longitud de onda regresando nuevamente a los puertos de salida. Cuando el valor de las resistencias de punto flotante y la impedancia característica de las líneas de transmisión son apropiadamente escogidas, las dos partes de las ondas reflejadas son iguales en amplitud, por tanto al llevar direcciones contrarias, ocurre la completa cancelación de la onda reflejada causada por el desacople.

### **2.4.3 Divisores de potencia de unión-T**

Es el divisor de potencia más básico, su principio radica en colocar  $n$  puertos de salida a un nodo donde llega el puerto de entrada o alimentación, la potencia de entrada se distribuye a los  $n$  puertos dependiendo de sus impedancias características. Es una solución conveniente para dividir señales en circuitos compactos. En el diseño del divisor de potencia de unión-T las impedancias característica de los puertos de salida deben ser tal que su equivalente en paralelo sea igual a la impedancia característica del puerto de entrada, esto a fin de evitar que en el nodo de unión de los puertos exista una señal reflejada al puerto de entrada o excitación, por tal motivo en primera instancia las impedancias de los puertos de salida no podrían ser igual a la impedancia del puerto de entrada, dado que en el nodo de unión se formaría un punto de desacople.

El divisor de potencia necesitara de varios acopladores de cuarto de onda en cada uno de los puertos de salida para obtener en cada uno de ellos una impedancia igual a la del puerto de entrada en caso de que este sea un requerimiento circuital deseado, en caso contrario, si el requerimiento circuital se cumple con la disposición de que la impedancia equivalente en el nodo de unión sea igual a la del puerto de entrada, el dispositivo facilitará grandes prestaciones en su función de divisor de potencia.

Una de las consideraciones que se debe tomar en cuenta, al momento de aplicar este dispositivo, es el pequeño margen de aislamiento entre los puertos de salida, esta situación se presenta dada las características del punto de unión o nodo, este punto es común a todos los puertos de salida y los relaciona muy estrechamente.

La proporción de división de potencia que se obtiene, en este tipo de dispositivo, viene dado por las impedancias de los puertos de salida en el nodo de separación de señal y su relación con la potencia de entrada y la impedancia característica del puerto de excitación, la ecuación que rige esta relación es la siguiente:

$$P_n = Z_n * \frac{P_{in}}{Z_n} \quad (2.9)$$

Donde  $P_n$  es la potencia que se entrega por el puerto  $n$ ,  $Z_n$  la impedancia característica del puerto  $n$ ,  $P_{in}$  la potencia de entrada y  $Z_c$  la impedancia característica del puerto de entrada. Estos divisores de potencia son ideales para alimentar un arreglo de antenas dispuestas sobre un mismo circuito planar, dado el pequeño espacio que ocupan dentro del circuito donde se aplique, cualquier desacople de impedancias puede ser resuelto con adaptadores de cuarto de onda. Se debe tener cuidado con la separación con la que se colocan los puertos de salida, dos puertos de salida muy próximos incrementan el problema de poco aislamiento entre las señales de salida.

## CAPITULO 3 . DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL ARREGLO DE ANTENAS.

En este capítulo se diseña y simula una antena de microcintas con geometría triangular. Tomando esta antena como base para realizar el arreglo, se procede al diseño y simulación del divisor de potencia para alimentarlo. Se simula el arreglo de antenas de microcintas con geometría triangular alimentado por línea de transmisión a la frecuencia de 2.4 GHz.

### 3.1 Diseño de un elemento del arreglo

Para el diseño de un elemento del arreglo hay que tener en cuenta las características de los materiales mostrados en la tabla 3.1.

Tabla 3.1 Características de los materiales.

Nombres	Constante dieléctrica	Altura
Parche (cooper)	1	0.035 mm
Substrato(FR4)	4.4	1.5 mm

La frecuencia de trabajo es  $f_r = 2.4$  GHz.

La velocidad de la luz en el vacío es  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s.

La permitividad relativa es  $\epsilon_r = 4.4$ .

Para hallar las dimensiones de los lados del triángulo equilátero es necesario utilizar la siguiente ecuación:

$$f_r = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

Despejando el valor de  $a$  se obtiene:

$$a = \frac{2c}{3f_r\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

$$a = 39.29 \text{ mm} \quad (3.3)$$

$a$ : longitud de los lados del triángulo equilátero.

El tipo de alimentación utilizado para alimentar la antena es por línea de transmisión de microcinta, para calcular el ancho esta se utilizó el software PCAAD como se muestra en la figura 3.1.

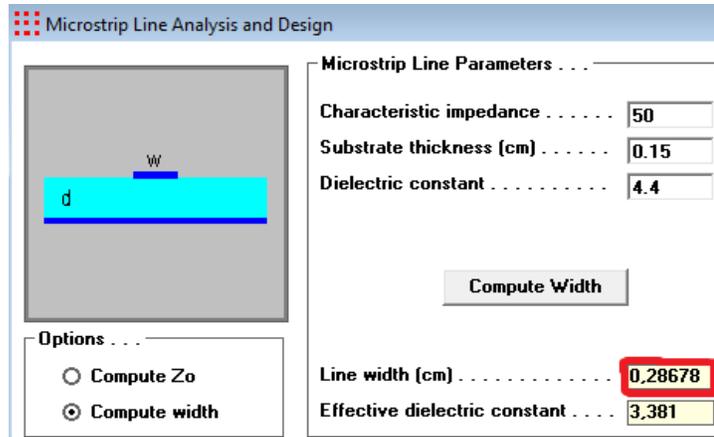


Fig.3.1 Ancho de la línea calculado en el PCAAD.

### 3.2 Simulación de un elemento del arreglo

Luego de implementarse el diseño en el *software* de simulación y optimizarlo un elemento del arreglo queda como se muestra en la figura 3.2.

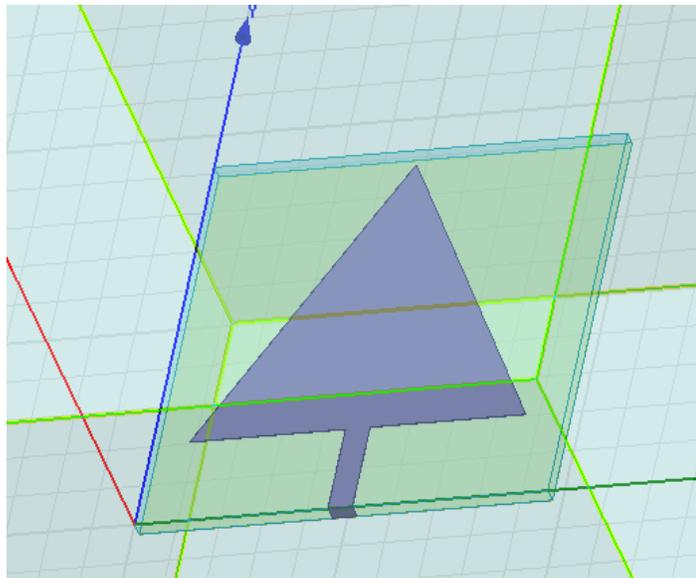


Fig.3.2 Antena individual.

Al simular la antena hubo que variar las dimensiones del parche anteriormente calculadas para lograr un mejor acoplamiento de impedancia dentro de la frecuencia de trabajo obteniendo luego de la optimización una dimensión de  $a = 39.06 \text{ mm}$ . El criterio para estimar el acoplamiento de la antena, es que el parámetro  $S_{11}$  sea menor que  $-10 \text{ dB}$ . En la figura 3.3 se observa este parámetro, véase que se ha logrado una antena triangular alimentado por línea de transmisión a la frecuencia de  $2.4 \text{ GHz}$ , con un ancho de banda aproximado de  $77 \text{ MHz}$  y pérdidas de retorno de  $-20.3570 \text{ dB}$ .

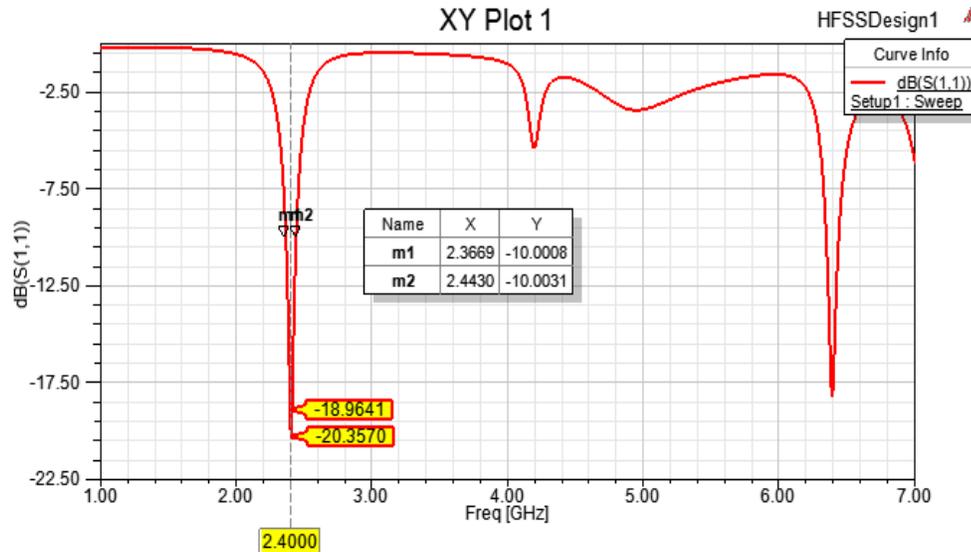


Fig. 3.3 Pérdidas de retorno de la antena.

En la figura 3.4 se muestran los valores obtenidos para la impedancia de entrada de la antena, la parte real es de  $46.99$  y la parte imaginaria es de  $-9.75$  para la frecuencia central.

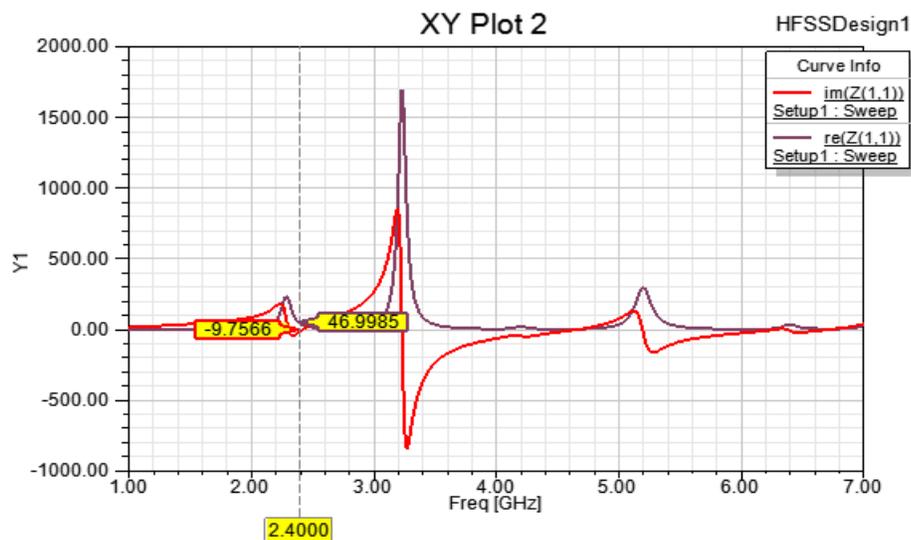


Fig.3.4 Impedancia de entrada de la antena.

En las figuras 3.5 y 3.6 se presentan la ganancia y la directividad de la antena individual.

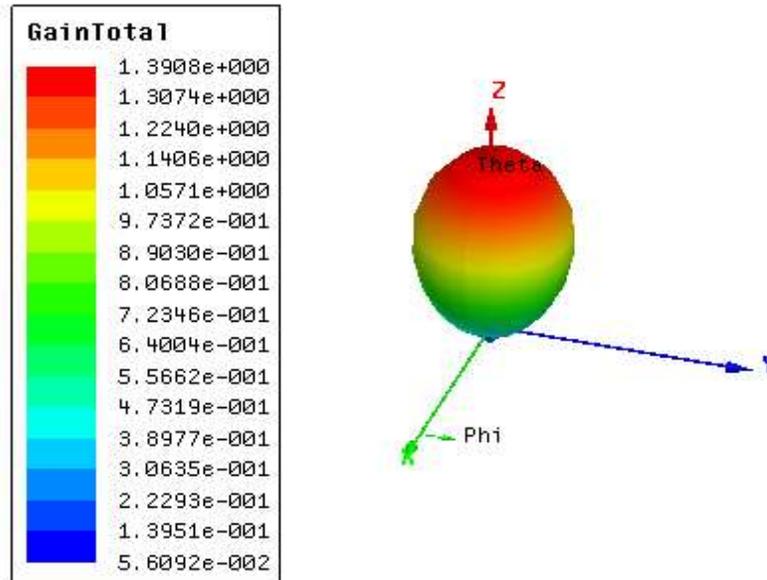


Fig. 3.5 Ganancia total de la antena.

La ganancia total alcanza un valor máximo aproximado a 1.4 dB, este valor es relativamente pequeño debido al substrato utilizado y a la geometría que tiene dicha antena. El patrón de radiación se observa que es directivo y presenta un lóbulo trasero discreto.

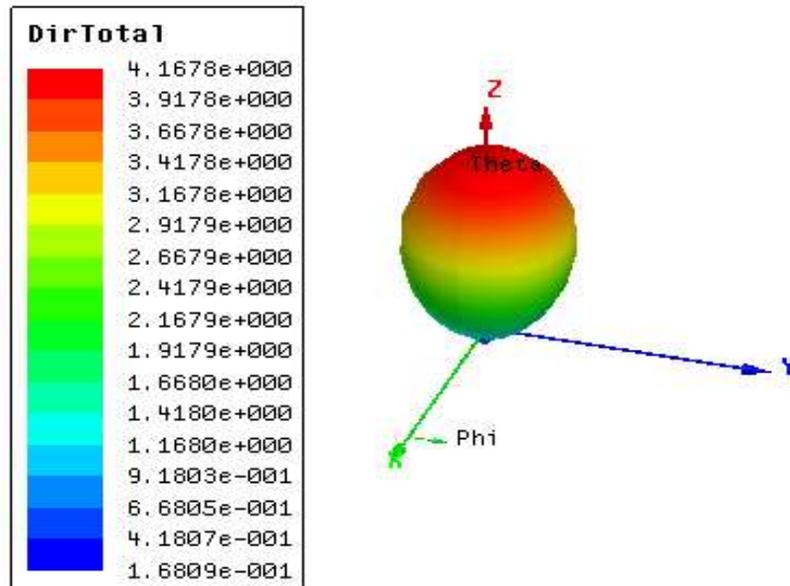


Fig. 3.6 Directividad total de la antena.

### 3.3 Diseño y simulación de un arreglo de dos elementos alimentados de forma individual.

En el siguiente epígrafe se muestran los resultados obtenidos en simulación para un arreglo de 2x1 elementos. Con el aumento de los elementos se espera mejorar la directividad y la ganancia de la antena. Véase el diseño de un arreglo con dos elementos alimentados individualmente en la figura 3.7.

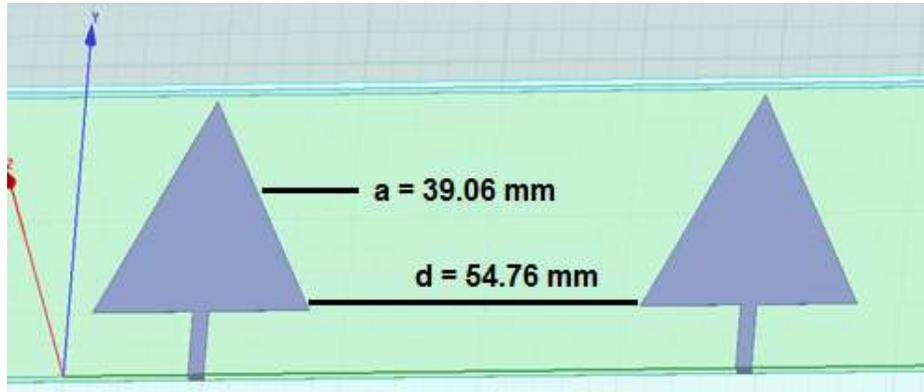


Fig. 3.7 Diseño del arreglo de dos elementos acoplados por línea de transmisión.

En este arreglo alimentado individualmente cada antena es la reproducción de la antena diseñada en el epígrafe anterior, con una separación entre elementos de 54.76 mm que es donde la antena posee los mejores parámetros y las distancias de los lados del triángulo de 39.06 mm. En la figura 3.8 se observa las pérdidas de retorno de -12.64 dB, con un ancho de banda de aproximadamente 46 MHz.

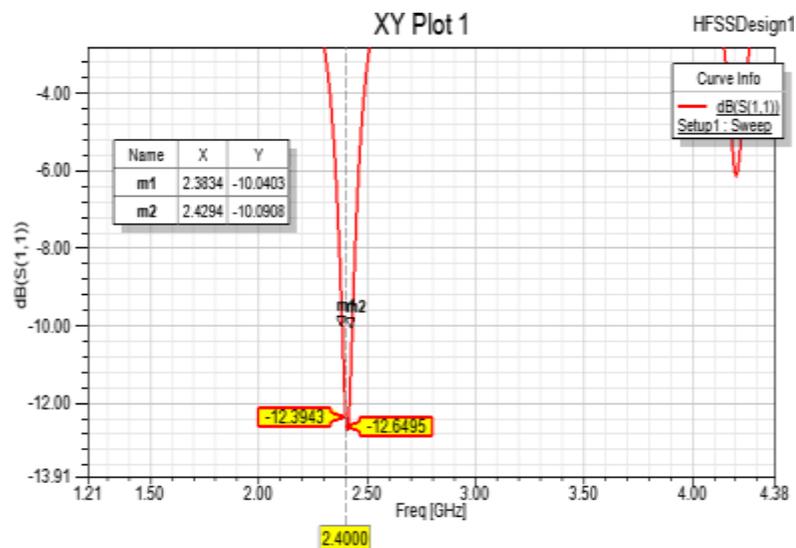


Fig. 3.8 Pérdidas de retorno de las antenas.

En la figura 3.9 se muestran los valores obtenidos para la impedancia de entrada de las antenas, la parte real es de 36.83 y la parte imaginaria es de -16.63 de la antena de la izquierda y la otra presenta una parte real de 36.09 con una parte imaginaria de -15.72 para la frecuencia central.

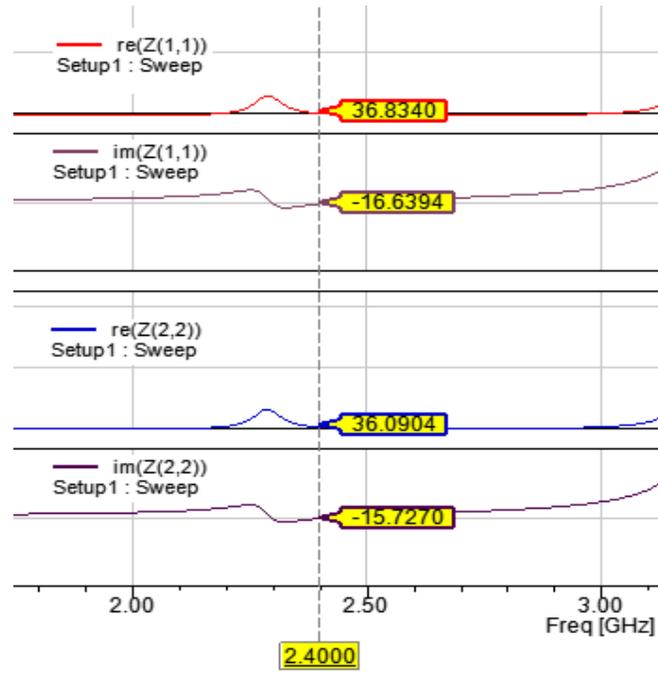


Fig. 3.9 Impedancias de entrada de las antenas.

En las figuras 3.10 y 3.11 se presentan la ganancia y la directividad del arreglo de dos elementos alimentado individualmente.

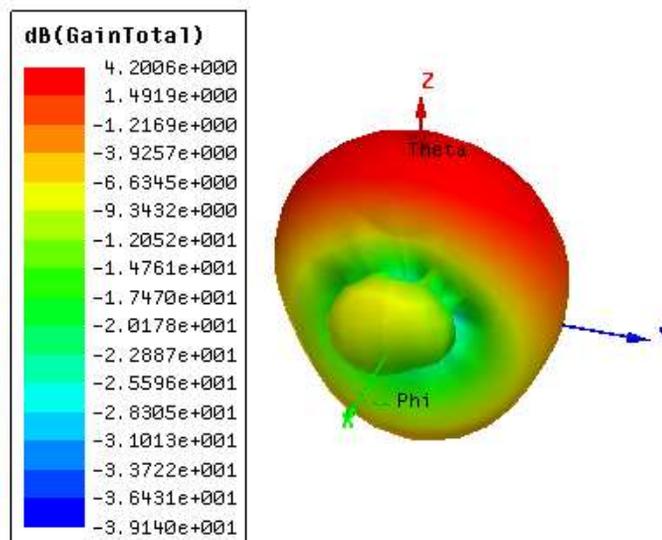


Fig. 3.10 Ganancia total del arreglo con dos elementos.

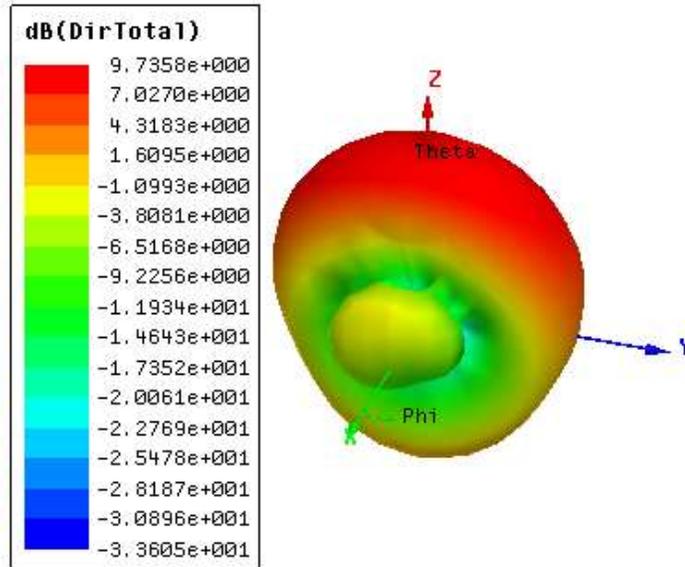


Fig. 3.11 Directividad total del arreglo con dos elementos.

Como se puede apreciar la ganancia total del arreglo de antenas con geometría triangular aumenta a 4.2 dB debido a que teóricamente se obtienen 3 dB de aumento de ganancia al duplicar el número de elementos del arreglo, es decir con 2 antenas se ganan 3 dB, con 4 se ganan 6 dB, en la realidad es siempre menor debido a las pérdidas del acoplador, a los cables y a la separación de las antenas. La directividad total del arreglo con dos elementos es de 9.73 dB.

### 3.4 Diseño y simulación del divisor de potencia unión-T

La figura 3.12 muestra el diseño del divisor de potencia unión-T el cual se utilizará para alimentar las dos antenas de parche con geometría triangular. La alimentación comienza con una línea de  $50 \Omega$ , esta se bifurca para llevar la energía hacia cada parche convirtiendo la impedancia de entrada a cada elemento a un valor de  $100 \Omega$ . Teniendo en cuenta que, como ya se mencionó, para la implementación del arreglo se reprodujo la antena diseñada por lo que fue necesario diseñar el transformador de  $\lambda/4$  para acoplar la impedancia resultante en el punto de bifurcación con la línea de  $100 \Omega$  y así obtener a la salida del transformador los  $50 \Omega$ .

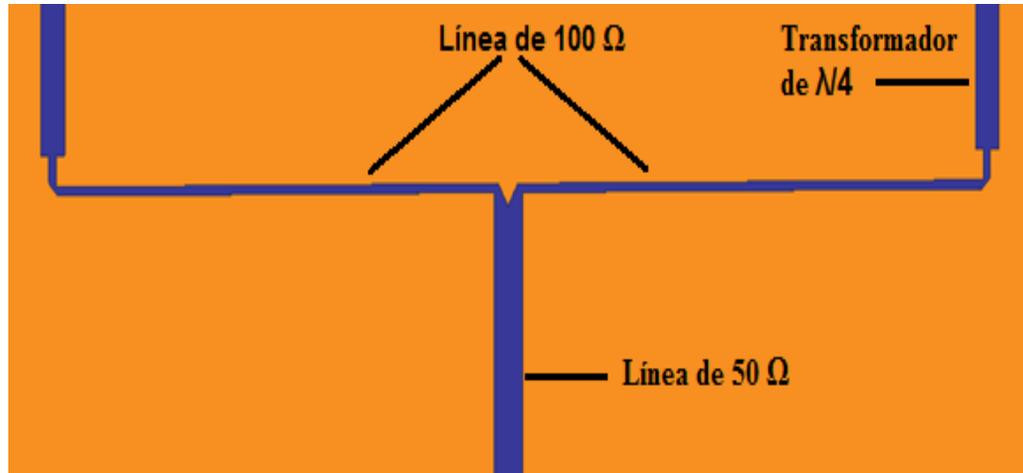


Fig. 3.12 Diseño del divisor de potencia unión-T.

La impedancia característica del transformador  $Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_{out}}$  obteniendo que  $Z_0 = 70 \Omega$ .

Donde:

$Z_{in}$ : Es la impedancia a la entrada del transformador.

$Z_{out}$ : Es la impedancia a la salida del transformador.

En la tabla 3.2 se muestran los valores iniciales con los que se diseñó el divisor de potencia unión-T.

Tabla 3.2 Valores iniciales del divisor de potencia.

Nombres	Valor (mm)
Ancho de la línea de 50 Ω	2.86
Largo de la línea de 50 Ω	55
Ancho de la línea de 100 Ω	0.6755
Largo de la línea de 100 Ω	42
Ancho del transformador de λ/4	2.362
Largo del transformador de λ/4	26.6

La figura 3.13 muestra las pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ) del divisor en su puerto de entrada de -12.27 dB reflejando que existe buen acoplamiento, pues la potencia que incide la mayor parte no se está reflejando, los parámetros ( $S_{12}$ ) y ( $S_{13}$ ) con un valor de -4.7 dB, nótese que se refleja uno solo debido a que son iguales, ya que el divisor tiene las mismas dimensiones hacia los dos puertos de salida, y ( $S_{23}$ ) es el aislamiento que existen entre ellos con un valor aceptable.

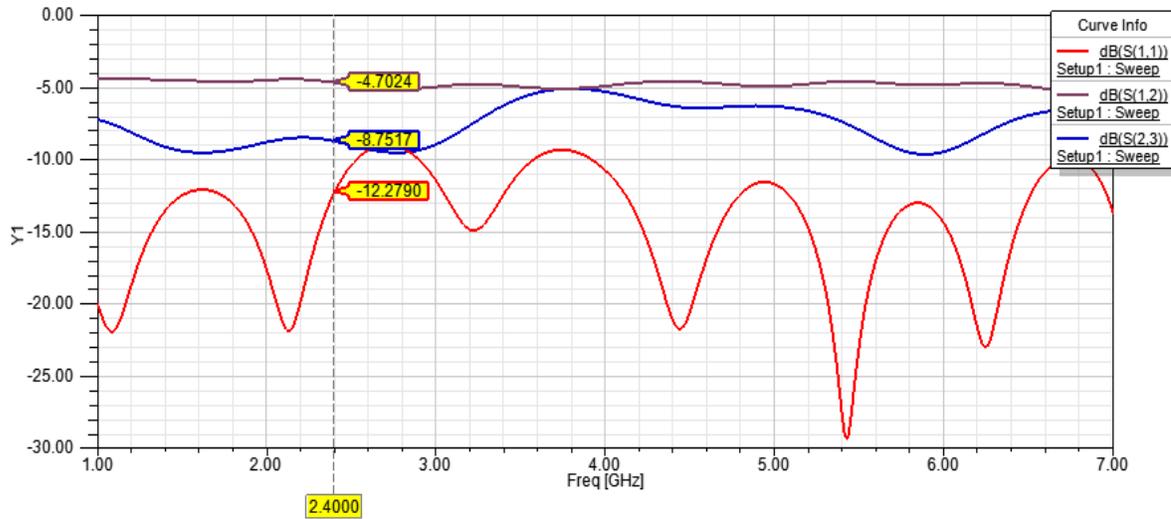


Fig. 3.13 Pérdidas de retorno del divisor.

En la figura se observa la impedancia a la entrada del divisor con valor de  $59.96 \Omega$ .

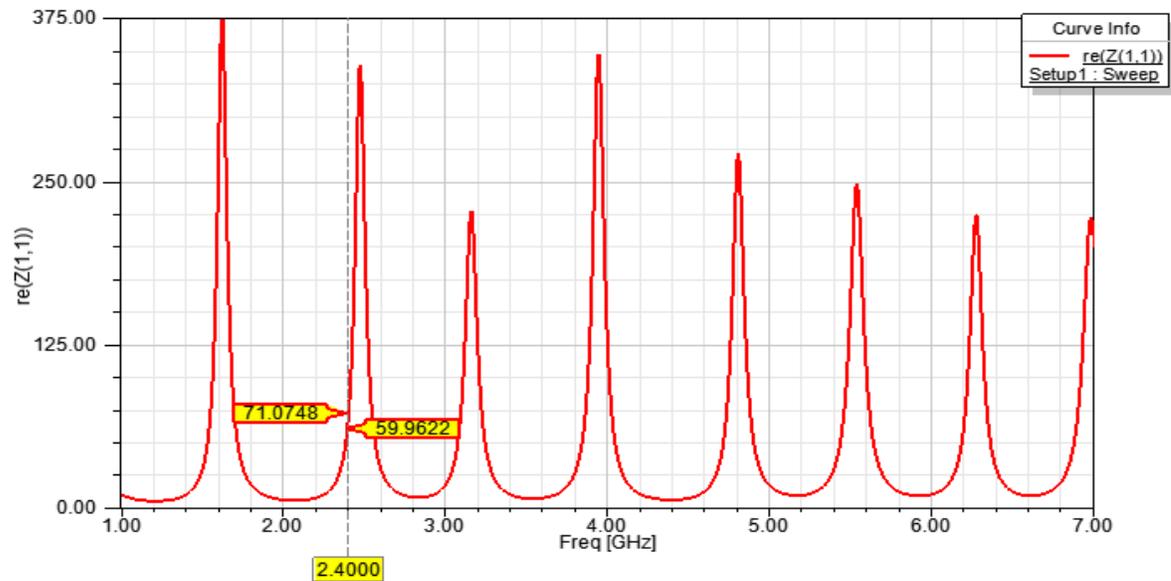


Fig.3.14 Impedancia en la entrada del divisor.

Las figuras 3.15 y 3.16 manifiestan que en los puertos de salida del divisor de potencia se obtienen impedancias equivalentes a los  $50 \Omega$ , con valores en el puerto de salida 1 y 2 de  $51.81 \Omega$  y  $52.31 \Omega$  respectivamente, evidenciando que el divisor de potencia unión-T cumple con las características para alimentar al arreglo de antenas.

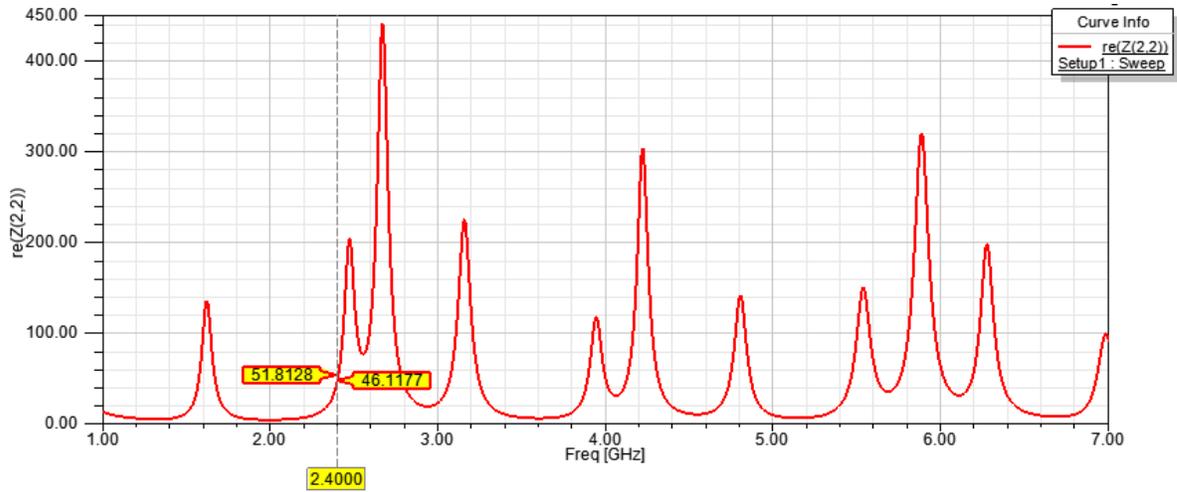


Fig.3.15 Impedancia en salida 1 del divisor.

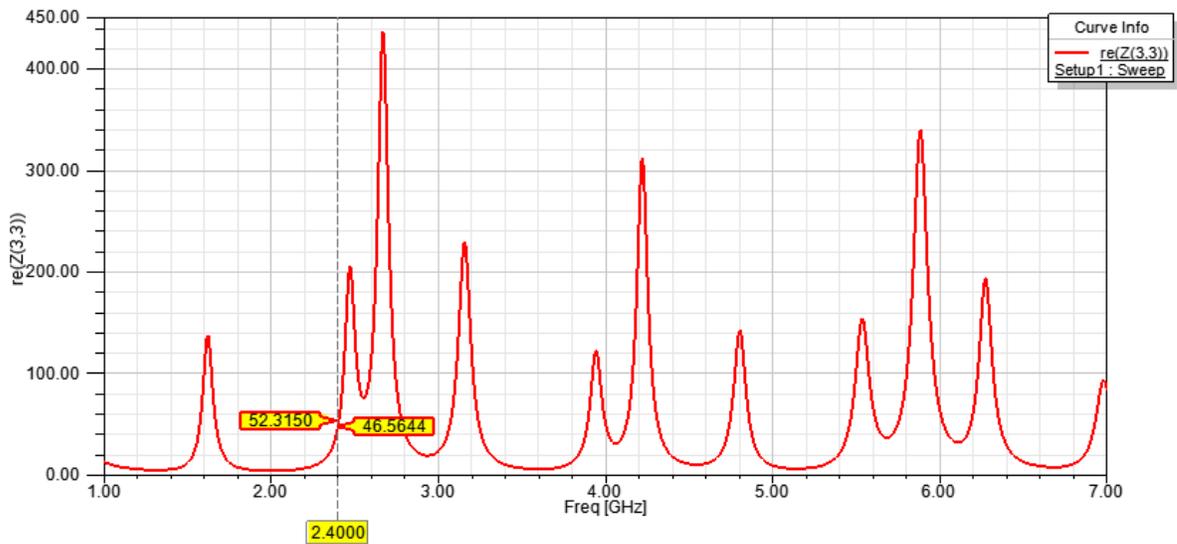


Fig. 3.16 Impedancia en salida 2 del divisor.

### 3.5 Diseño y simulación del arreglo de dos elementos alimentados por un divisor de potencia unión-T

La figura 3.17 muestra el diseño de las antenas alimentadas por el divisor de potencia de unión-T y en las figuras 3.18, 3.19, 3.20, 3.21, 3.22 y 3.23 se aprecian los parámetros del arreglo de antenas.

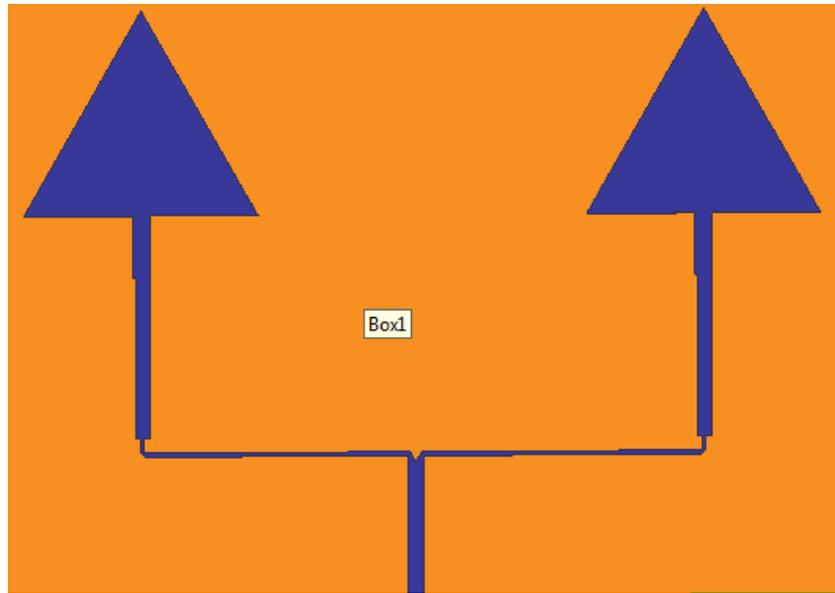


Fig. 3.17 Diseño completo de la antena.

En la figura 3.18 se visualiza el comportamiento del coeficiente de reflexión de voltaje a la entrada de la antena con un ancho de banda de 114 MHz, superior a los diseños anteriores y se aprecia que la antena alcanza un satisfactorio acoplamiento de impedancia de entrada a 2.4 GHz con un nivel de pérdidas de retorno de  $-20.20$  dB mostrando un valor aceptable.

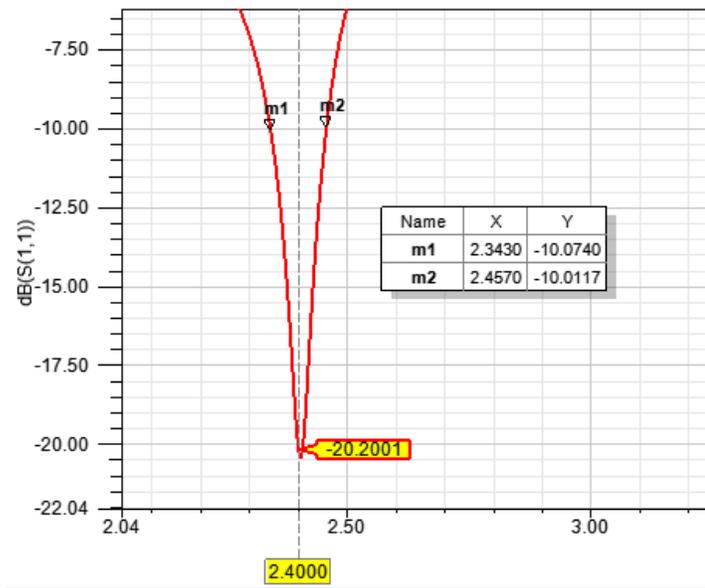


Fig. 3.18 Pérdida de retorno de la antena.

En la figura 3.19 se muestra que se ha logrado un acoplamiento de impedancia satisfactorio arrojando un valor de la parte real de 47.011 y la parte imaginaria de  $-3.7656$ , con una buena resistencia de la antena muy cercana a los  $50 \Omega$  y la parte reactiva está cercana a cero.

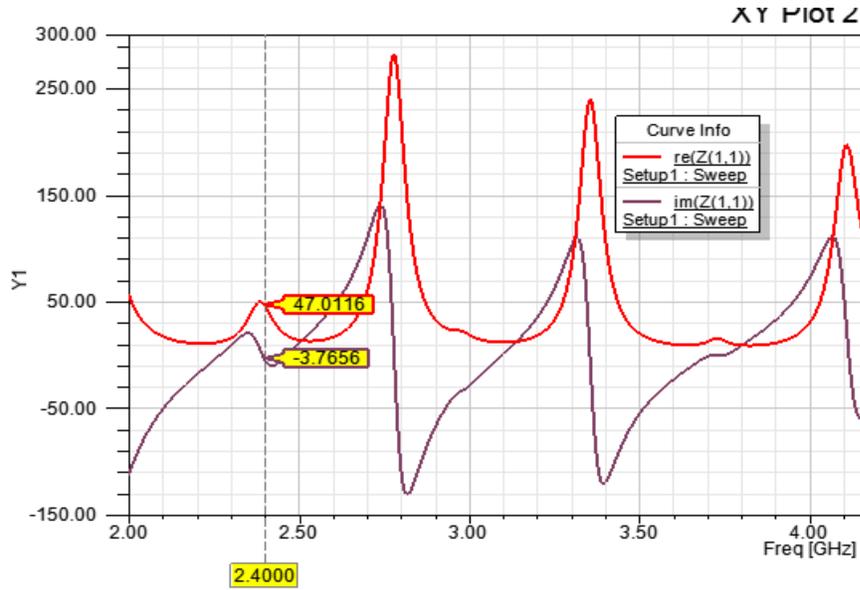


Fig. 3.19 Impedancia de entrada en la antena.

La ganancia total de la antena aumentó de 1.3 dB a un valor de 4.0638 dB, reflejándose una de las propiedades de los arreglos como se observa en la figura 3.20.

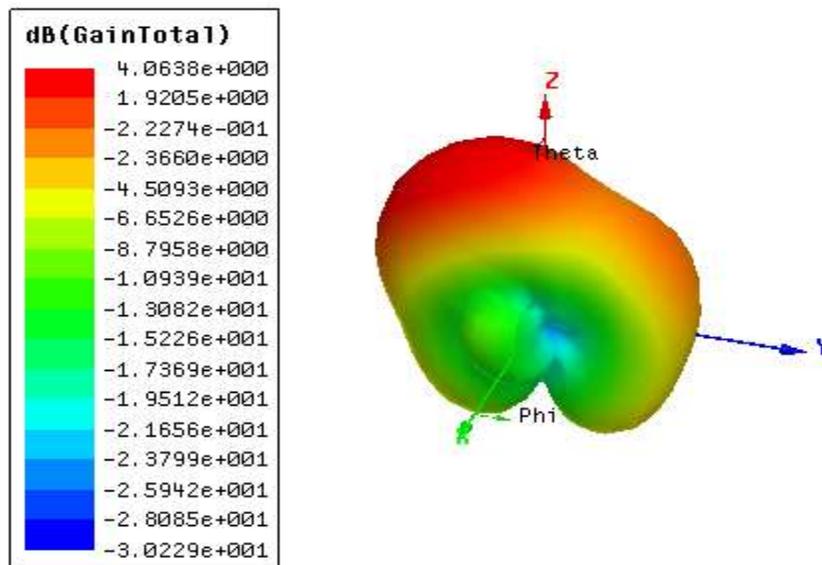


Fig.3.20 Ganancia total de la antena.

La directividad total de la antenna es de aproximadamente 10.43 dB como se observa en la figura 3.21.

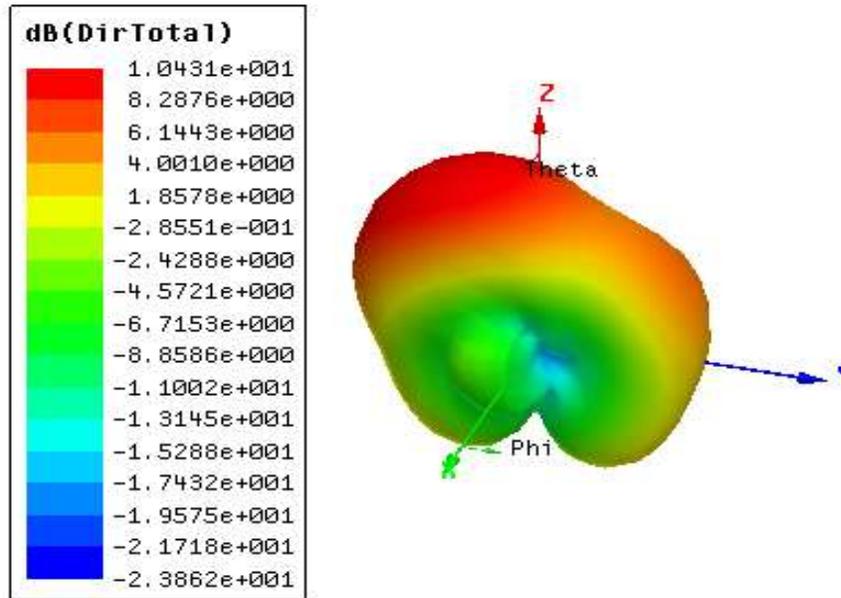


Fig. 3.21 Directividad total de la antenna.

En la figura 3.22 se visualiza la razón de onda estacionaria con un valor de 1.21, aceptable, pues el ideal sería igual a la unidad.

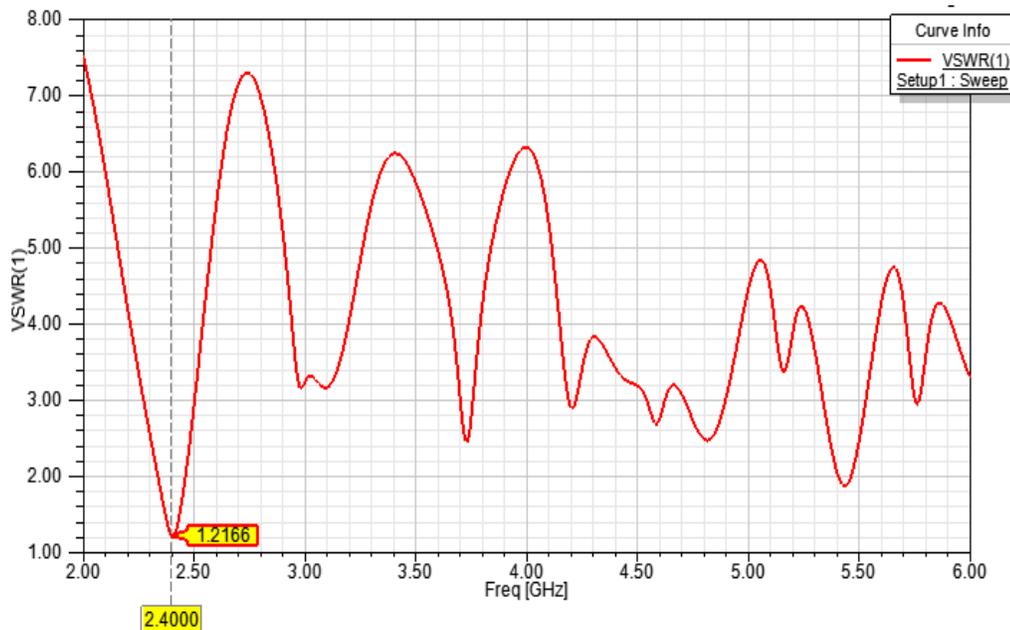


Fig. 3.22 Razón de la onda estacionaria.

En la figura 3.23 se observa otros parámetros de la antena, evidenciando una de las características esenciales como es la baja eficiencia con un valor del 23% debido al sustrato utilizado como es el FR4.

Quantity	Freq	Value
Max U	2.4GHz	0.19345 W/sr
Peak Directivity		11.043
Peak Gain		2.5491
Peak Realized Gain		2.4297
Radiated Power		0.22014 W
Accepted Power		0.9537 W
Incident Power		1.0006 W
Radiation Efficiency		0.23083
Front to Back Ratio		-N/A-
Decay Factor		0

Fig. 3.23 Parámetros de la antena.

## **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **Conclusiones**

Una vez finalizado este trabajo, se pueden exponer las siguientes ideas:

1. Se comprobó el comportamiento adecuado, para redes de área local inalámbricas de un arreglo de antenas de microcintas de 2 elementos con geometría triangular, alimentado con línea de transmisión, mediante el diseño y simulación de esta en el programa HFSS v15.
2. Se verificó la baja eficiencia que presenta este tipo de antenas empleando el sustrato FR4.
3. Se comprobó que aumentando el número de elementos del arreglo de antenas la ganancia de este aumenta, teóricamente en 3 dB, al duplicar el número de elementos del arreglo.

### **Recomendaciones**

1. Realizar diseños de arreglos de antenas con otras variantes de alimentación para escoger el mejor comportamiento.
2. Considerar el trabajo con otros sustratos que doten a estos diseños de un mejor comportamiento.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Balanis, C. A. (2008). *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition. Wiley-Interscience.
- [2] Villar Etxeondo, Víctor Javier, *Diseño antena microstrip de ranura y antena de parche con geometría fractal*, Tesis de Grado, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación, 2012.
- [3] Al-Majdalawi Álvarez, Amir. *Matemáticas en la vida cotidiana*. 2006.
- [4] Web Direct Industry (salón virtual de la industria), empresa del grupo Virtual Expo <http://www.directindustry.es/prod/ah-systems/antenas-dipolo-35071-213051.html>.
- [5] Web con referencias a artículos: Propagación y Antenas, Autor: Salmeron; Sistemas de comunicaciones electrónicas Autor: Wayne Tomasi.
- [6] Web Orbita Digital, venta de material de telecomunicaciones y multimedia <http://www.orbitadigital.com/99-yagi-15el-uhf-triax.html>.
- [7] Blog de Abril de 2010, Autor: Aleks <http://aleks-mimundotumundo.blogspot.com/2010/04/la-bocina.html>.
- [8] Web Informática Condado S.L. España.
- [9] Rodas, E.F.R., *Desarrollo de un sistema de simulación de antenas inteligentes*.2007, Escuela Politécnica Nacional: Quito, Ecuador.
- [10] Almodovar, S.J.Y., *Diseño de antenas direccionales de 2.4 y 5.8 GHz por medio de la técnica de microcinta*. 2009, Universidad Autónoma de Ciudad Juárez: Ciudad Juárez, México.
- [11] Godora L., ed. *Handbook of Antennas in Wireless Communications*. (2002), CRC Press: Boca Raton, London, New York. 888.

- [12] González L., Estudio de metamateriales en antenas de microcintas. Departamento Telecomunicaciones. (2010). Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría": Ciudad de La Habana. 72.
- [13] Prado P., Lavandera I., Antena de Microcinta con parche Triángulo de Sierpinski. Departamento Telecomunicaciones. (2010). Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría": Ciudad de la Habana. 113.
- [14] Sainati R. A., CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications: Artech House. 259.
- [15] Balanis, C.A., Antenna theory-Analysis and Design. Vol. ed. J.W.S. Ltd. 1997.
- [16] Oquendo, R.B. and Y.H. Alfonso, Arreglo Bidimensional en la Banda de 2.4 GHz. 2011.
- [17] Jorgensen, D., Antenna Systems for Wireless Communications. , in Communication Networks and Services Research Conference 2003. p. sección A3.
- [18] Itoh, K.L.y.T., Active Retrodirective Arrays: University of California: Los Angeles.
- [19] Wilkinson, E. J. *An n-way hybrid power divider*. IRE Transactions Microwave Theory Tech., 1960, vol. MTT-8, pp 116-118.
- [20] Mohamed, D. A. y Kuldip, C. G. *Multiport Power Divider-Combiner Circuits Using Circular Microstrip Disc Configurations*. IEEE Transactions Microwave Theory Tech., 1987, vol. MTT-35, pp 1296-1302.
- [21] Mohamed, D. A. y Kuldip, C. G. *Multiport Power Divider-Combiner Circuits Using Circular-Sector Shaped Planar Components*. IEEE Transactions Microwave Theory Tech., 1988, vol. 36, No. 12, pp 1747-1751.

## **GLOSARIO DE TÉRMINOS**

GOES: (*Geostationary Operational Environmental Satellite* ), Satélite Geoestacionario Operacional Ambiental.

GPS: (*Global Positioning System*), Sistema de Posicionamiento Global.

HFSS: (*High Frequency Structure Simulator*), Simulador de Estructuras a Altas Frecuencias.

LPF: (*Low-pass filter*), filtro pasa-bajo.

MMICs: (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*), circuitos integrados que operan en frecuencias de microondas.